Е. Л. ОКУНЬ
РАДИО-
ПЕРЕДАЮЩИЕ
УСТРОЙСТВА

Е. Л. ОКУНЬ

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

ИЗДАНИЕ 3-е,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для радиотехнических техникумов

ИЗДАТЕЛЬСТВО „СУДОСТРОЕНИЕ"
ЛЕНИНГРАД
1967

УДК 621.396.61 (075.8)

В книге приводятся основные сведения по теории и расчету радиопередающих устройств радиосвязи и радиолокации.

По сравнению со старым изданием книги ее объем значительно сокращен за счет исключения второстепенного материала, не входящего в программу, и существенной переработки основного материала.

Книга является учебником для учащихся радиотехнических специальностей техникумов и других средних специальных учебных заведений и может быть полезна студентам вузов, особенно системы заочного и вечернего обучения.

3—18—5
15—67

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава V

Выходные усилители мощности радиопередатчиков

Глава VI

Усилители мощности на полупроводниковых триодах

Глава VII

Ламповые генераторы

Глава VIII

Генераторы на полупроводниковых триодах

Глава IX

Устойчивость работы ламповых усилителей

Глава X

Стабилизация частоты в радиопередающих устройствах

Глава XI

Генераторы СВЧ

Глава XII

Модуляция и манипуляция в радиопередающих устройствах

Глава XIII

Импульсная модуляция в радиопередающих устройствах СВЧ

ПРЕДИСЛОВИЕ

Третье издание книги значительно сокращено по сравнению со вторым. Исключены второстепенные и малосущественные вопросы, что позволило сделать учебник более целенаправленным и облегчить его использование студентами вечерних и заочных отделений техникумов и училищ радиотехнического профиля.

Большой и непрерывно увеличивающийся объем фактического материала курса «Радиопередающих устройств» не позволяет рассмотреть достаточно подробно все разделы.

Автор стремился выделить основные наиболее важные вопросы, изучение и освоение которых учащимися позволит им самостоятельно подходить к решению новых вопросов и задач.

В третьем издании в основном сохранена принятая методика построения курса, за исключением глав, посвященных транзисторным схемам, которые, по предложению рецензента В. В. Творцовой, помещены после соответствующих ламповых схем.

Исключены некоторые вопросы, известные из курса общей радиотехники, а также устаревшие схемы, представляющие только исторический интерес.

Автор выражает глубокую признательность рецензенту В. В. Творцовой за ряд ценных замечаний, способствующих улучшению методики курса, и Г. И. Ивановой, взявшей на себя труд по проверке рукописи и формул,

Автор будет признателен за отзывы о книге, которые следует направлять в адрес издательства «Судостроение», ул. Гоголя, 8.

Глава I

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

§ 1. Принцип действия и технические показатели современных радиопередающих устройств

Радиопередающее устройство является важнейшей частью линии радиосвязи, радионавигации и радиолокации. Составные элементы радиопередающих устройств широко используют в различных радиотехнических установках. Например, генераторы и усилители высокой частоты применяют в радиоизмерительной аппаратуре, установках для плавки и закалки металлов, сушильных установках и др. В современных радиопередающих устройствах используются электронные приборы: лампы, клистроны, магнетроны и др. Применение того или иного типа приборов определяется диапазоном частот, в котором работает передатчик.

В передатчиках длинных, средних, коротких и метровых волн используются электронные лампы — триоды, тетроды и пентоды. В передатчиках дециметровых волн наряду с электронными лампами специальной конструкции применяются клистроны и магнетроны, а в передатчиках сантиметровых волн — клистроны, магнетроны и лампы бегущей и обратной волны.

Электронные лампы применяются, в первую очередь, для генерации и усиления мощности колебаний высокой частоты, управления этими колебаниями, а также используются в различных вспомогательных цепях передатчика.

В последние годы все большее применение в радиопередающих устройствах находят полупроводниковые триоды — транзисторы.

Полупроводниковые приборы обладают следующими эксплуатационными и экономическими показателями: высокой экономичностью и мгновенной готовностью к работе

из-за отсутствия накаливаемого катода, большим сроком службы (десятки и сотни тысяч часов); высокой надежностью работы, низким напряжением питания, высоким к. п. д., высокой механической прочностью, малыми габаритами и весом.

Указанные преимущества позволяют создавать малогабаритную радиоаппаратуру.

Современное радиопередающее устройство является сложной радиотехнической установкой, в задачу которой входит: 1) преобразовывать энергию источников электрического питания постоянного или переменного тока в энергию токов высокой частоты; 2) вырабатывать заданную мощность колебаний высокой частоты и передавать ее в антенну; 3) отображать в выработанных колебаниях высокой частоты закон управляющего сигнала.

Изменение высокочастотного колебания по закону управляющего сигнала (речь, музыка, изображение, кодированные знаки и др.) называется *модуляцией*.

Таким образом, *радиопередающее устройство — это такое радиотехническое устройство, которое создает высокочастотные модулированные колебания заданной частоты и мощности и направляет их в антенну для излучения в виде свободных электромагнитных волн.*

К радиопередающему устройству предъявляют разнообразные технические требования. Они формулируются в технических условиях на передатчики, составляемых при проектировании, и в значительной степени зависят от условий работы, назначения и места установки передатчика.

Электрические показатели. К ним относятся мощность передатчика, стабильность частоты, диапазон рабочих частот, коэффициент полезного действия, глубина модуляции при амплитудной и девиация частоты при частотной модуляциях, нелинейные и частотные искажения, фильтрация и др.

Мощность передатчика определяет дальность действия и надежность радиосвязи. Заданная техническими условиями, она должна обеспечиваться на любой волне рабочего диапазона передатчика.

Под мощностью передатчика понимают мощность, которую передатчик выдает в антенну или фидерную линию. Мощность же, излучаемая антенной, зависит от ее типа и параметров.

Таким образом, мощность передатчика

$$P_{АК} = P_{\sim}\eta_{ПК}, \qquad (1)$$

где $P_{\sim}$ — мощность в контуре выходного усилителя передатчика;

$\eta_{ПК}$ — к. п. д. контура выходного усилителя.

При телеграфной работе мощность $P_{АК}$ соответствует режиму нажатого ключа, при телефонной — режиму молчания.

Мощность современных передатчиков бывает различной: от десятых долей ватта до сотен и тысяч киловатт. В зависимости от величины мощности различают передатчики малой (единицы и десятки ватт), средней (сотни ватт, один-два киловатта) и большой (свыше одного-двух киловатт) мощности.

Стабильность (*постоянство*) *частоты передатчика* определяет устойчивость радиосвязи в различных условиях эксплуатации. Недостаточно высокая стабильность частоты вызывает «качание» полосы частот, занимаемой передатчиком, в результате чего увеличиваются помехи приему соседних по частоте радиостанций и уменьшается надежность связи.

Нестабильность частоты характеризуется суммарным отклонением частоты от номинального значения

$$q = \frac{\Delta f}{f},$$

где q — относительная нестабильность частоты;

Δf — абсолютная нестабильность частоты;

f — номинальное значение частоты.

Нестабильность частоты зависит от ряда причин, связанных с внутренними и внешними условиями работы передатчика. Допускаемая нестабильность определяется назначением и диапазоном волн передатчика. Высокую стабильность частоты легче получить в стационарных передатчиках, так как к ним предъявляются менее жесткие требования в отношении габаритов и веса. Например, для подвижных передатчиков средних волн допускается относительная нестабильность частоты до $\pm 2 \cdot 10^{-4}$, в то время как для стационарных до $\pm(0{,}5—1) \cdot 10^{-4}$.

При работе передатчика на коротких волнах требования к относительной нестабильности повышаются, поскольку с укорочением волны (при том же значении отно-

сительной нестабильности) увеличивается абсолютная нестабильность, величина которой не должна превышать допустимую.

Диапазон рабочих частот передатчика определяется его назначением и должен обеспечить необходимую дальность связи в заданных условиях эксплуатации.

Передатчик может работать в плавном диапазоне, т. е. на всех частотах данного участка частотного спектра, и на определенных фиксированных частотах. Настройка передатчика на любую частоту диапазона производится элементом настройки контура генератора (конденсатором переменной емкости или вариометром); на эту же частоту настраивают контуры усилителей, обеспечивающих заданную мощность в антенне.

Если диапазон частот передатчика оказывается настолько широким, что его невозможно перекрыть органом настройки генератора или обеспечить нужное постоянство мощности в усилителях, общий диапазон разбивают на более узкие участки (поддиапазоны).

Ширина диапазона характеризуется коэффициентом его перекрытия

$$K_д = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}},$$

где f_{max} и f_{min} — максимальная и минимальная частоты диапазона;

λ_{max} и λ_{min} — максимальная и минимальная длины волн диапазона.

Если общий диапазон разбивается на поддиапазоны, то

$$K_{д.\,общ} = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_{max} f_{(n-1)} \cdots f_2 f_1}{f_{(n-1)} f_{(n-2)} \cdots f_1 f_{min}} = K_{д1} K_{д2} \cdots K_{дn}, \quad (2)$$

где $f_1, f_2, \ldots, f_{(n-1)}$ — граничные частоты поддиапазонов;

$K_{д1}, K_{д2}, \ldots, K_{дn}$ — коэффициенты перекрытия поддиапазонов;

n — число поддиапазонов.

При настройке контура емкостью ($L = \text{const}$) коэффициент перекрытия можно выразить через максимальную (C_{max}) и минимальную (C_{min}) емкости контура

$$K_д = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}},$$

а при настройке контура индуктивностью (C = const) — через максимальную (L_{max}) и минимальную (L_{min}) индуктивности контура

$$K_д = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{L_{max}}{L_{min}}}.$$

Коэффициент перекрытия современных диапазонных передатчиков лежит в пределах от 1,1 до 6—7 и определяется назначением передатчика. $K_д$ поддиапазона обычно выбирается в пределах 1,3—1,7.

В зависимости от того, в какой части частотного спектра радиоволн лежит основной диапазон передатчика, различают передатчики сверхдлинных ($\lambda > 10\,000$ *м*), длинных ($\lambda = 1000$—$10\,000$ *м*), средних ($\lambda = 100$—1000 *м*), коротких ($\lambda = 10$—100 *м*), метровых ($\lambda = 1$—10 *м*), дециметровых ($\lambda = 10$—100 *см*) и сантиметровых ($\lambda = 1$—10 *см*) волн.

Промышленный коэффициент полезного действия передатчика характеризуется отношением мощности высокой частоты $P_{АК}$, отдаваемой передатчиком в антенну, ко всей мощности, потребляемой передатчиком $P_п$

$$\eta_п = \frac{P_{АК}}{P_п}\,100\%.$$

В маломощных передатчиках, где величина потребляемой мощности невелика, стремление повысить к. п. д. вызвано необходимостью уменьшить габариты и вес источников питания. В более мощных передатчиках величина потребляемой мощности уже играет существенную роль, и повышение их к. п. д. позволяет значительно повысить экономические показатели.

К. п. д. передатчиков зависит от режима работы ламп усилителей, рода работы и типа модуляции. Например, при телефонной работе к. п. д. ниже, чем при телеграфной, а при амплитудной модуляции ниже, чем при частотной. К. п. д. современных маломощных передатчиков сравнительно невелик — до 10—20%, в передатчиках средней и большой мощности к. п. д. достигает 25—50%.

Глубина модуляции и уровень частотных и нелинейных искажений относятся к электроакустическим требованиям, которые задаются в технических условиях на передатчик.

Передатчики малой и средней мощности должны допускать работу с глубиной модуляции до 100%, при этом

коэффициент нелинейных искажений не должен превышать 10—12%, а частотные искажения ± 4 *дб*; форма телеграфного сигнала должна быть близка к прямоугольной прн заданной скорости работы.

Фильтрация высших гармоник в выходном напряжении передатчика необходима для предотвращения помех радиоприему, так как высшие гармоники (кратные частоты), образующиеся в анодном токе выходного усилителя, проходя в антенну, будут создавать нежелательные излучения (появление гармоник связано с импульсным характером анодного тока). Фильтрация гармоник осуществляется с помощью колебательного контура, являющегося нагрузкой выходного усилителя.

Коиструктивиые показатели. К ннм относятся габариты, вес, тип конструкции, механическая прочность, теплостойкость, влагостойкость н др.

Габариты, вес и тип конструкции имеют важное значение для радиопередатчиков, устанавливаемых на подвижных объектах. Уменьшение габаритов требует особенно рационального размещения деталей и общей компоновки блоков передатчика, применения малогабаритных деталей и конструкций, а также легких сплавов н пластмасс в качестве конструкционных материалов.

Материалы, используемые в передатчиках, должны быть влагостойкими н теплостойкими н нормально работать в заданном интервале температур при заданной относительной влажности.

Конструкция передатчика, размещение его узлов и деталей и компоновка должны обеспечивать простую и качественную технологию сборки и регулировки.

Эксплуатациониые показатели. Они характеризуют удобство управления передатчиком: время н число операций, необходимых для включения и настройки на заданную волну, быстроту перестройки с одной волны на другую, переход из одного режима работы в другой, а также удобство подхода к передатчику (смена ламп, осмотр, текущий ремонт), систему сигнализацни и блокировки, обеспечивающую безопасность обслуживающего персонала и т. п.

Передатчик должен быть оснащен достаточным количеством нзмерительных прнборов, позволяющих производить настройку и вести контроль за режимом работы.

Надежность работы радиопередатчика. В последние годы очень большое внимание уделяется вопросам надежности работы радиоэлектронной аппаратуры, в том числе надежности радиопередающих устройств.

Это связано с тем, что значительное усложнение современной радиоаппаратуры и увеличение числа элементов уменьшают ее надежность и увеличивают число отказов. Важнейшее значение имеет надежность радиоаппаратуры, используемой в спутниках Земли и на космических кораблях для связи и телеуправления. Повышение надежности радиоаппаратуры является одной из основных проблем современной техники.

Количественные характеристики надежности, принятые в современной теории надежности, в отличие от других технических показателей радиопередатчиков и радиоаппаратуры, носят вероятностный характер и основаны на статически обработанных экспериментальных данных по опасности отказов основных элементов радиоаппаратуры — электронных ламп, полупроводниковых приборов, конденсаторов, сопротивлений и т.д.

Основными характеристиками надежности являются: интенсивность отказов λ, среднее время исправной работы («наработка на отказ») $T_{ср}$ и вероятность исправной работы $P(t)$.

Интенсивность отказов представляет собой число отказов, приходящихся на один час времени исправной работы прибора (или его элемента):

$$\lambda = \frac{n}{N\,\Delta t}\,\frac{\text{отказ}}{\text{элемент}\cdot\text{час}},$$

где n — число отказов за время Δt;

N — число приборов (или элементов), нормально работающих в интервале времени Δt.

Среднее время исправной работы связано с интенсивностью отказов соотношением

$$T_{ср} = \frac{1}{\lambda}.$$

Наиболее полной характеристикой надежности является вероятность исправной работы $P(t)$ прибора (или его элементов), которая учитывает время исправной работы в течение заданного промежутка времени $0 \leqslant P(t) \leqslant 1$.

При $t = 0$ вероятность исправной работы $P(0) = 1$; это указывает на то, что в начальный момент времени прибор (или элемент) полностью надежен. При $t = \infty$ $P(\infty) = 0$, т. е. аппаратура (или элемент) полностью ненадежна.

Закон, по которому меняется вероятность исправной работы в интервале времени, устанавливают путем статистической обработки экспериментальных данных. В настоящее время для расчетов, как правило, применяют экспоненциальный закон надежности, при котором

$$P = e^{-\lambda t}.$$

§ 2. Виды работы радиопередающих устройств

При непрерывной работе передатчиков, когда антенна излучает энергию в течение бо́льшей части времени передачи сигнала, возможны следующие основные виды работы передатчика: телеграфный, телефонный и телевизионный.

Телеграфная работа называется *манипуляцией*. Она разделяется на два вида: амплитудную и частотную. Амплитудная манипуляция в свою очередь делится на два класса работы: незатухающими колебаниями (A1) и тонально-модулированными (A2).

Телеграфным видом работы пользуются при передачах телеграфного кода Морзе и черно-белых неподвижных изображений (фототелеграфия), а также при буквопечатании. В этом случае антенна передатчика излучает посылки высокочастотных незатухающих колебаний различной длительности в соответствии с кодом телеграфной азбуки. При амплитудной манипуляции в паузах между посылками излучение отсутствует, а при частотной излучение происходит и в паузах, но с другой частотой (класс работы F1).

На рис. 1 показана форма манипулирующего сигнала (рис. 1, *а*) и форма тока в антенне при работе колебаниями A1 (рис. 1, *б*), A2 (рис. 1, *в*) и F1 (рис. 1, *г*).

Работа колебаниями A1 была самым первым методом манипуляции, однако она широко используется и в настоящее время при ручной передаче и приеме сигналов на слух. Она характеризуется хорошей помехозащищенностью, сравнительно узкой полосой частот, занимаемой передатчиком, и простотой схем манипуляции. Вместе

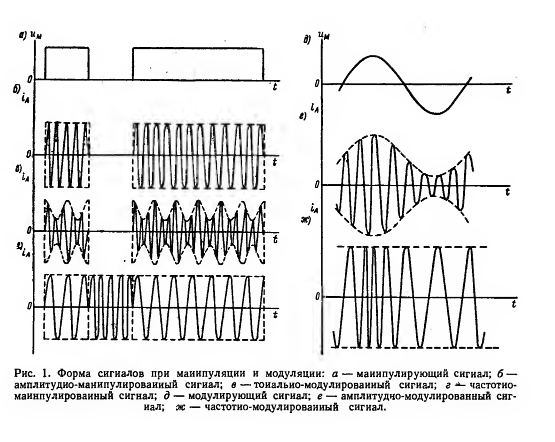


Рис. 1. Форма сигналов при манипуляции и модуляции: *а* — манипулирующий сигнал; *б* — амплитудно-манипулированный сигнал; *в* — тонально-модулированный сигнал; *г* — частотно-манипулированный сигнал; *д* — модулирующий сигнал; *е* — амплитудно-модулированный сигнал; *ж* — частотно-модулированный сигнал.

с тем, ей свойствен ряд недостатков. Так, прием сигналов на слух возможен только при наличии второго гетеродина в супергетеродинном приемнике или регенеративного каскада в приемниках прямого усиления; трудно осуществить быстродействующую передачу (сотни слов в минуту) вследствие сильных искажений формы сигналов, вызываемых переходными процессами при быстром отпирании и запирании передатчика.

Работа колебаниями А2 имеет ту особенность, что незатухающие высокочастотные посылки модулируются в передатчике тоном низкой частоты (400—1000 *гц*). Такой сигнал может принять любой приемник. Недостатками этого вида колебаний являются более широкая полоса частот, занимаемая передатчиком, и меньшая мощность по сравнению с работой колебаниями А1 (при прочих равных условиях).

Частотно-манипулированные сигналы применяют при быстродействующей радиотелеграфии, буквопечатании и фототелеграфии. Частотная манипуляция отличается большей помехозащищенностью и меньшей полосой частот по сравнению с амплитудной, позволяет сохранить заданную форму сигнала при больших скоростях передачи и дает значительный выигрыш в мощности, так как излучение энергии происходит и в паузе. Недостаток частотной манипуляции — большая сложность схем передатчиков и приемников.

Телефонная работа осуществляется путем модуляции высокочастотного сигнала низкочастотными звуковыми колебаниями (речь, музыка). Различают два основных вида телефонной модуляции: амплитудную (класс А3) и частотную (класс F).

На рис. 1, *д* представлены формы модулирующего сигнала и тока в антенне при амплитудной (рис. 1, *е*) и частотной (рис. 1, *ж*) модуляциях.

Амплитудная модуляция отличается узкой полосой частот, занимаемой передатчиком, и широко используется в диапазонах длинных, средних и коротких волн. К недостаткам модуляции следует отнести низкий к. п. д. передатчика и низкую помехозащищенность.

При частотной модуляции амплитуда колебаний сигнала постоянна, а несущая частота изменяется в такт с частотой модулирующего сигнала. Частотная модуляция обладает бо́льшей помехозащищенностью и дает значитель-

ный выигрыш в мощности передатчика по сравнению с амплитудной. Однако шнрокая полоса частот, занимаемая передатчиком, ие позволяет осуществить эффективиую модуляцню иа длииных, средних н коротких волиах, поэтому частотиая модуляция нспользуется только в днапазоне ультракоротких волн для радиовещання, радиосвязи на небольшне расстояния, передачи звукового сопровождеиня телевизиоиных сигиалов и т. п.

Прн телевнзноиной работе передатчика (класс работы А5) высокочастотный снгнал модулируется видеоснгиалом, представляющнм собой электрнческие колебання, в которые преобразуется подвижное изображенне. Кроме того, высокочастотный снгнал содержнт специальиые импульсы, подаваемые в начале и в коице строчек разложення изображення и кадров. Эти вспомогательные снгналы нужиы для синхронизации развертки электрониого луча в трубке прнемника. Телевнзнонные передатчнки работают на метровых волнах и заннмают шнрокую полосу частот (6—7 *Мгц*).

Передача телевнзнонного снгнала с амплитудной модуляцией сопровождается снгналом частотно-модулированного звукового сопровождення.

§ 3. Блок-схемы радиопередающих устройств радиосвязи и радиолокации

Любой раднопередатчик содержит два основных канала: управляющих (модулнрующих) колебаиий и высокочастотных незатухающнх колебаний. В канал управляющнх колебаиий входят цепн, по которым проходнт управляющий сигнал; в каиал высокочастотиых колебаиин — цепи элемеитов передатчика, вырабатывающнх и усиливающих колебаиия высокой частоты.

На рнс. 2, *а* показана общая блок-схема передатчика с амплитудной модуляцней. Генератор служнт для получения высокостабильиых незатухающих колебаиий высокой частоты; промежуточные усилители усилнвают напряженне и мощиость этнх колебаний до величнн, необходнмых для нормальиой работы выходного усилителя мощности. Промежуточиые усилители ослабляют влнянне последующих ступеней передатчнка иа геиератор и тем самым способствуют повышеиию стабильиости частоты генератора.

Для большего ослабления влияний на генератор первый промежуточный усилитель должен работать без тока в цепи управляющей сетки лампы, т. е. потреблять от генератора возможно меньшую мощность. Такой усилитель называется *буферным*.

Выходной усилитель передатчика работает непосредственно на антенну или фидерную линию (обычно на ко-

Рис. 2. Блок-схемы радиопередающих устройств: *а* — передатчик с амплитудной модуляцией и манипуляцией; *б* — передатчик с частотной модуляцией (или манипуляцией).

ротких волнах); для отдачи максимально возможной полезной мощности он должен быть с ними согласован.

Амплитудная манипуляция, как правило, должна была бы выполняться в промежуточных или выходном усилителях передатчика, так как ее осуществление в генераторе приводит к изменению режима последнего и отрицательно сказывается на стабильности частоты. Однако практика последних лет показала, что при современном уровне техники, высоком качестве деталей и ламп генератора и применении различных мер для стабилизации частоты вполне возможно осуществление амплитудной манипуляции в самом генераторе; при этом легко получить требуемую стабильность частоты и в то же время добиться

полного отсутствия колебаний и паразитного излучения при отжатом ключе.

В передатчиках малой и средней мощности модуляцию следует выполнять не в промежуточном, а в выходном усилителе. Если модуляцию осуществлять в промежуточном усилителе, то последующие за ним усилители будут работать в режиме усиления модулированных колебаний, который характеризуется низким к. п. д.

В современных передатчиках промежуточные усилители часто работают в режиме умножения частоты, т. е. в таком режиме, когда в колебательных контурах (анодных нагрузках усилителей) образуются токи и мощности частот, кратных частоте генератора. Такое построение схемы передатчика позволяет снизить частоту генератора и тем самым повысить стабильность несущей частоты.

В диапазонных передатчиках промежуточные усилители могут работать как усилители на одних участках диапазона и как умножители на других.

Частотная модуляция и манипуляция осуществляются в генераторе, так как изменение частоты передатчика легче всего выполнить там, где она вырабатывается.

На рис. 2, *б* изображена блок-схема передатчика с частотной модуляцией (или манипуляцией).

Рассмотрим более подробно особенности работы и блок-схемы радиолокационных передающих устройств.

Радиолокационный передатчик является основным элементом радиолокационной станции (РЛС), предназначенной для определения координат различных движущихся и неподвижных объектов с помощью радиоволн. Передатчик излучает высокочастотные зондирующие радиоимпульсы, длительность которых значительно меньше паузы между ними. Радиоимпульсы следуют в периодическом порядке. На рис. 3, *а* показан ток в антенне передатчика при таком методе работы. Современные радиолокационные передатчики излучают импульсы небольшой длительности [от десятых долей до нескольких микросекунд ($\tau \approx 0{,}1-10$ *мксек*)] с частотой следования $F = \frac{1}{T} = 200-5000$ имп/сек, где T — период следования импульсов. Зондирующие импульсы высокочастотной энергии распространяются в пространстве и, достигнув объекта, частично отражаются от него. Отраженная часть энергии импульса принимается антенной

радиолокационной станции, направляется в приемник и после преобразования — в индикатор станции, где определяются координаты объекта.

Мощность передатчика, от которой зависит дальность действия радиолокационной станции, должна быть большой: сотни и тысячи киловатт в импульсе.

Особенности передатчиков РЛС связаны, во-первых, с импульсным характером работы и, во-вторых, с диапазоном волн.

Импульсные колебания имеют широкий и сложный частотный спектр. В состав импульсных колебаний вхо-

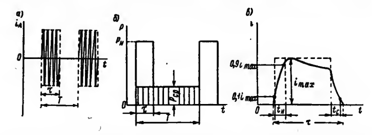


Рис. 3. Импульсная работа передатчика: *а* — графики токов радиоимпульсов; *б* — графики мощности передатчика; *в* — реальный видеоимпульс.

дит бесконечно большое число составляющих, отличающихся друг от друга на величину частоты следования импульсов F и имеющих различные амплитуды, которые изменяются по сложному закону. Основная часть энергии спектра лежит в интервале частот от $f - \frac{1}{\tau}$ до $f + \frac{1}{\tau}$ и занимает широкую полосу $\Delta F \approx \frac{2}{\tau}$.

Таким образом, при передаче коротких импульсов требуется широкая полоса пропускания (единицы и десятки мегагерц), которую можно получить только в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ). Кроме того, в указанном диапазоне можно использовать остронаправленные антенны, фокусирующие излучаемую энергию в узкий пучок, и получить за счет этого дополнительный выигрыш в мощности, дальности действия и точности определения координат объекта.

Радиолокационные передатчики характеризуются также следующими специфическими параметрами, свя-

заииыми с импульсным характером работы: импульсиой и средней мощностью; длительностью импульса, частотой следоваиия и скважиостью; стабильиостью частоты следоваиия; формой импульсов.

Импульсной мощностью $P_и$ называется средияя мощиость в антеине за период высокой частоты:

$$P_и = \frac{I_A^2 r_A}{2},$$

где I_A — амплитуда тока в антенне;

r_A — сопротивление антенны.

Средней мощностью $P_{ср}$ изазывается мощность передатчика за период следования T. При работе прямоугольиыми импульсами ее можно определить из соотношения (рис. 3, *б*)

$$P_и \tau = P_{ср} T \text{ или } P_{ср} = \frac{\tau}{T} P_и = \frac{P_и}{\frac{T}{\tau}},$$

где $\frac{T}{\tau}$ — параметр, изываемый *скважностью*.

Средняя мощность во много раз меиьше импульсиой, так как скважность современиых передатчиков велика (порядка 100—10 000). Средияя мощность передатчика определяет мощность источников питаиия, тепловой режим передатчика и его габариты. Чем выше скважность, тем меньше средняя мощность передатчика.

Модуляция в передатчиках РЛС производится видеоимпульсами, форма которых должиа быть близка к прямоугольиой. Хотя при такой форме частотиый спектр оказывается иаиболее широким, примеиеиие ее оправдывается значительным повышением точности определения координат объекта.

Реальный видеоимпульс, близкий по форме к прямоугольному, характеризуется, кроме высоты i_{max} и длительности τ, тремя важными параметрами: длительностью фронтов иарастания $t_н$, спада $t_с$ и крутизиой фронта иарастания $S_н = \frac{i_{max}}{t_н}$ (рис. 3, *в*).

Временем нарастания импульса $t_н$ называют время, в течеииé которого ток (или напряжеиие) импульса увеличивается от 0,1 до 0,9 максимального зиачеиия. Это

время является важным параметром импульса и не должно превышать 10—15% его длительности:

$$t_н \approx (0,1 - 0,15)\ \tau.$$

Временем спада $t_с$ называют время, в течение которого напряжение импульса уменьшается от 0,9 до 0,1 максимального значения.

Радиолокационный передатчик (рис. 4) состоит из генератора, импульсного модулятора, антенно-фидерного

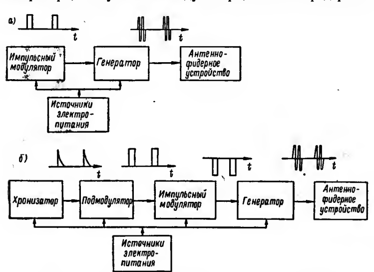


Рис. 4. Блок-схемы радиолокационных передатчиков и форма колебаний в антенне: *а* — без подмодулятора; *б* — с подмодулятором.

устройства и источников электрического питания. Генератор, включаемый периодически в момент передачи импульсов, должен обеспечить заданную мощность в антенне при высокой стабильности несущей частоты.

Отсутствие усилителей мощности, характерных для передатчиков длинных и коротких волн, связано с тем, что при работе в импульсном режиме можно получить значительную мощность непосредственно от генератора. Использование промежуточных усилителей усложнит схему и приведет к большим искажениям формы генерируемых импульсов.

Колебаниями передатчика управляет импульсный модулятор, вырабатывающий прямоугольные видеоимпульсы с постоянными параметрами.

В зависимости от того, как происходит формирование модулирующих импульсов, различают два основных варианта схем передатчиков.

В первом варианте (рис. 4, *а*) импульсы формируются в модуляторе. Такой метод прост, но он не может обеспечить высокую стабильность параметров модулирующих импульсов.

Во втором варианте (рис. 4, *б*) модулятор запускается прямоугольными импульсами, выработанными в подмодуляторе, который срабатывает под действием коротких импульсов с крутым фронтом нарастания, выдаваемых хронизатором. Указанный метод модуляции дает возможность получить наиболее высокую стабильность параметров модулирующих импульсов, однако в этом случае схема передатчика усложняется.

В генераторах метровых и дециметровых волн используются импульсные триоды, а в качестве колебательных систем — контуры обычного типа и отрезки двухпроводных или коаксиальных линий. В генераторах сантиметрового диапазона вместо колебательных цепей применяют объемные резонаторы. Генераторы с антенной соединяются волноводами.

§ 4. Особенности современных генераторных ламп

Электронные лампы, используемые в усилителях мощности и генераторах высокой частоты, называются генераторными. Они должны выдавать в нагрузку заданную полезную мощность при высоком к. п. д. Полезная мощность лампы зависит от анодного напряжения и тока, поэтому лампы, рассчитанные на большие мощности, должны работать при высоких анодных напряжениях (до 10—15 *кв*) с большими токами эмиссии катода. Поскольку к. п. д. ламповых генераторов и усилителей составляет 50—70%, мощность рассеяния на аноде ламп оказывается близкой к полезной. Выполнение этих требований влечет за собой увеличение габаритов лампы, при этом катод лампы должен обеспечить нужную эмиссию, а анод — выдержать без значительного перегрева мощность, выделяемую на нем.

В геиераториых лампах примеияются вольфрамовые, оксидиые и торироваииые карбидироваиные катоды.

Вольфрамовые катоды в настоящее время примеияются только в наиболее мощиых триодах, работающих при высоких аиодиых иапряжеииях (иапример, ГУ-11А, ГУ-16Б). Лампы с вольфрамовым катодом отличаются постоянством эмиссии, причем величииа тока эмиссии I_e известна достаточио точио.

Недостатком вольфрамовых катодов является их иизкая эффективиость

$$H = \frac{I_e}{P_f},$$

где I_e — ток эмиссии;

P_f — мощиость, потребляемая иакалом.

Оксидиые катоды примеияются в лампах малой и средией мощиости (иапример, в ГУ-50, ГУ-29, ГУ-32). Эти катоды ие имеют явио выражеииого иасыщеиия; для них характерио весьма неопределеииое зиачеиие тока эмиссии, величииа которого в большой степеии зависит ие только от мощиости иакала, ио и от потеициалов аиода и сетки.

Большой иедостаток аксидных катодов — возможиость разрушеиия активиого слоя вследствие бомбардировки положительиыми иоиами и местиый перегрев.

Наиболее перспективиыми и распростраиеииыми являются торироваииые карбидироваииые катоды. Оии работают при меиьших температурах и с большей эффективиостью, чем вольфрамовые катоды. Лампы с торироваииыми карбидироваииыми катодами ие имеют резко выражеииого насыщеиия. Невысокая температура катода облегчает тепловой режим баллоиа лампы и позволяет умеиьшить расстояиие между катодом и управляющей сеткой без опасиости перегрева последией. При этом может быть получеиа более высокая крутизиа характеристики.

Недостатком этих катодов является их хрупкость, поэтому частые включеиия и выключеиия иакала вызывают трещииы иа поверхиости катода.

Сетки геиераториых ламп сильио иагреваются от аиода и катода, а также при бомбардировке электроиами, поэтому их изготовляют из тугоплавких материалов — молибдеиа, платиироваииого молибдеиа или вольфрама. Подогреваиие сеток, особеиио управляющей, и появлеиие

на их поверхности частиц оксидов вследствие распыления поверхности оксидного катода приводит к появлению термотока сетки, который (как и динатронный ток) во внешней цепи направлен обратно основному и может привести к значительному изменению режима работы лампы. Чтобы уменьшить термоток сетки, ее держатели изготовляют достаточно массивными из материалов с высокой теплопроводностью, обеспечивающих хороший отвод тепла от сетки.

Важное значение имеет чистота поверхности сетки, снижающая динатронный эффект. Для предотвращения окисления поверхности сетки ее провода защищены платиновым (лампы с торированными карбидированными катодами) или золотым покрытием (лампы с оксидными катодами). В этом случае активные частицы тория (или бария) уходят с поверхности внутрь металла сетки.

Аноды генераторных ламп в зависимости от допустимой мощности рассеяния могут иметь естественное, принудительное воздушное и водяное охлаждение.

В лампах с естественным охлаждением аноды изготовляют из никеля, молибдена, тантала или специального графита. Для повышения теплоотдачи поверхность анода чернится. Аноды ламп с мощностью рассеяния свыше 1—2 *квт* изготовляют из меди с водяным или принудительным воздушным охлаждением и тогда предельная мощность рассеяния может доходить до десятков киловатт.

Высокие анодные напряжения, при которых работают лампы, требуют удаления выводов анода, сетки и катода друг от друга. Монтаж электродов генераторных ламп выполняют жестким; приспособления, к которым крепят электроды, изготовляют из высококачественных высоковольтных диэлектриков на керамической основе.

В большинстве современных ламп цоколь отсутствует, и электроды выводятся через плоское стеклянное дно. Такая конструкция позволяет уменьшить емкости и индуктивности выводов, а также габариты лампы.

В современных радиопередающих устройствах применяют генераторные триоды, тетроды и пентоды.

Генераторные триоды используются в мощных усилителях передатчиков большой мощности, работающих на длинных, средних, метровых и дециметровых волнах. Эти лампы имеют густую сетку, так как при работе с высокими

анодными напряжениями для получения небольших напряжений смещения необходимо иметь высокие значения коэффициента усиления μ (или малые значения проницаемости $D = \frac{1}{\mu}$). Малую проницаемость ($D = 0{,}005$—$0{,}05$) можно получить только при наличии густой сетки, ослабляющей влияние анодного напряжения на ток лампы.

Малый сдвиг характеристик в область отрицательных напряжений на сетке делает характеристики «правыми», причем работа происходит с большими сеточными токами при значительной затрате мощности. Поэтому для новых типов триодов имеет важное значение не только величина допустимой мощности рассеяния на аноде, но и допустимая мощность рассеяния на сетке.

Современные генераторные триоды отличаются повышенной эмиссией катода и крутизной характеристики, которая достигает в наиболее мощных лампах 50—60 *ма/в*. К особенностям характеристик современных генераторных триодов относится веерообразность семейства анодно-сеточных и сеточно-сеточных характеристик с небольшим нижним нелинейным участком, и отсутствие протяженного начального участка малых сеточных токов, который наблюдается в старых типах.

Основными недостатками генераторных триодов являются большая проходная емкость C_{ag_1} (до 20—25 *пф*) и необходимость работы с большими сеточными токами. Наличие большой проходной емкости делает работу усилителя мощности неустойчивой и приводит к паразитным обратным связям между анодной и сеточной цепями лампы. Работа с большими сеточными токами требует большой мощности для возбуждения, вследствие чего чувствительность триодов и коэффициент усиления по мощности оказываются низкими.

Генераторные тетроды и особенно пентоды, широко используемые в радиопередающих устройствах с середины 30-х годов, по ряду параметров в значительной степени превосходят триоды. Так, генераторные тетроды имеют более «левые» характеристики анодного тока, меньшую мощность, потребляемую сеткой, и меньшую проходную емкость (0,05—0,25 *пф*).

Основной недостаток тетрода — наличие динатронного эффекта анода при низких анодных напряжениях, что заставляет снижать напряжение экранной сетки до (0,2—

0,25) $E_а$, прн этом снижается полезиая мощность лампы. Недостаткн генераторных тетродов устранены в иаиболее современных тнпах ламп — лучевых тетродах и пентодах.

Генераторные пентоды обладают более «левыми» характеристикамн, чем тетроды, н требуют меньшей мощностн возбуждення в цепи сеткн. Отсутствне динатрониого тока анода позволяет увелнчнть иапряжение экранной сетки до (0,4—0,8) $E_а$, что увелнчнвает крутнзну характернстнки и полезную мощность. Защнтная сетка генераторных пентодов имеет отдельный вывод и может быть использована для модуляцни.

Общая проннцаемость генераторных пентодов D составляет 0,001—0,005, крутизна S достнгает 15—20 *ма/в*. Недостатком пентодов является большая входная емкость — 5—25 *пф*. Мощность генераторных пентодов ие превышает 1—2 *квт*.

Анодно-сеточные характернстики современных генераторных пентодов н лучевых тетродов веерообразные (как и у триодов).

Важной особенностью современных генераторных ламп (в том чнсле и трнодов с вольфрамовымн катодамн) является то, что они, как правило, работают в режиме нитенснвного пространственного заряда, прн этом высота импульсов суммарного тока лампы всегда зиачнтельио меньше тока эмнссии.

§ 5. Идеализация характеристик генераторных ламп

Для расчета режнмов ламповых схем необходимо иметь статическне характернстнки ламп, отражающие завнсимость токов лампы от напряженнй иа электродах при отсутствии иагрузки в анодной цепи (режнм короткого замыкания).

Характеристикн лампы легко определяются опытным путем, и их всегда можио иайтн в соответствующих справочниках, однако расчеты схем по реальным статическнм характеристикам, хотя и обеспечивают большую точиость, но отличаются сложиостью н на практнке применяются редко.

Более удобиыми и общими являются аиалитические расчеты, при которых статические характеристики ламп выражаются аиалитическими уравнениями. К сожалению,

точного аналитического выражения характеристик ламп до сих пор не получено ввиду сложности процессов, происходящих в лампе.

Для упрощения расчетов пользуются методами идеализации характеристик. Эти методы заключаются в подборе такого аналитического выражения характеристики, которое, отражая основные особенности реальных характеристик, позволяет в то же время сделать расчет достаточно простым, наглядным и точным.

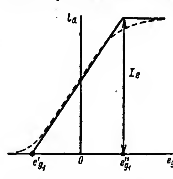


Рис. 5. Реальная и идеализированная характеристики анодного тока в системе $i_а$, e_{g_1}.

В разное время были предложены различные способы идеализации ламповых характеристик, отличающиеся значительной сложностью. Наиболее удобная и простая идеализация была разработана акад. А. И. Бергом в тридцатых годах. При такой идеализации реальная характеристика лампы заменяется ломаной линией, состоящей из прямолинейных отрезков (кусочно-линейная идеализация).

На рис. 5 показана идеализированная характеристика триода, составленная из трех отрезков: $i_а = 0$ при $e_{g_1} \leqslant e'_{g_1}$; $i_а = S(e_{g_1} + e'_{g_1})$ при $e'_{g_1} < e_{g_1} < e''_{g_1}$ и $i_а = I_e$ при $e_{g_1} \leqslant e''_{g_1}$ (на этом же рисунке пунктиром показана реальная характеристика).

Такой метод идеализации был обоснован тем, что реальные характеристики триодов с вольфрамовыми катодами (являвшихся основным типом генераторных ламп тридцатых годов) отличались от идеализированных только на участках запирания и насыщения. Реальные характеристики имели явно выраженный участок насыщения и при равных изменениях анодного напряжения смещались параллельно самим себе на равноотстоящие расстояния. При этом основные параметры лампы — крутизну S, коэффициент усиления μ и внутреннее сопротивление R_i — с достаточной степенью точности можно было считать постоянными величинами.

Прнмеиеиие кусочио-линейной идеализацнн прн достаточио полиом использовании лампы по току позволило создать простой н стройиый иижеиерный расчет режимов ламповых геиераторов и уснлнтелей, который обладает достаточио высокой точиостью (до 10—15%).

Измеиеиие и совершенствоваиие коиструкций геиераториых ламп сделало непригодиым примеиеиие указаиной ндеализации к веерообразным характеристнкам совремеиных типов ламп, ие имеющих явио выражеиного насыщеиия.

В этом случае следовало бы использовать ндеализацию характернстик в виде расходящегося веера прямых с различиымн параметрамн. Одиако такая идеализация делает аиалитический расчет режимов ламп весьма сложиым и иепрнгодиым для практических целей.

Для расчета иовых ламп все же наиболее целесообразио использовать классическую идеализацню акад. А. И. Берга, а для учета особеииостн характернстнк ламп ввести некоторые поправки в частные измеиеиня, которые позволили бы использовать все осиовые выводы и расчеты теории кусочио-лииейиой ндеалнзации [1], [15].

Аиализ идеалнзированиых характеристик генераториых ламп позволяет получить общие расчетные соотношеиня для различиых режимов работы ламповых схем. Аиализ упрощается при введеиин поиятия управляющего иапряжеиия лампы. Оио определяется как аиодиое иапряжение эквивалеитиого диода, в котором проходнт такой же суммариый ток, как и в реальиой лампе, причем аиод в эквивалентном диоде расположеи иа месте управляющей сетки триода. Таким образом, управляющее иапряжеиие, приложеииое к сетке лампы, создает такое же электрическое поле и такой же суммариый ток, как действующие совместно напряжения иа сетках н аиоде.

При определеинн управляющего напряжения потеициалы аиода, экраииой и защитиой сеток пересчнтывают на управляющую сетку, умеиьшая нх зиачення в соответствнн с проницаемостью D даиного электрода, которая характеризует ослабленне действня потеициала этого электрода по сравненню с потеициалом управляющей сеткн на электронный поток в лампе. Такнм образом,

результирующее управляющее напряжение в общем случае будет

$$e_{g_1y} = e_{g_1} + D_2 e_{g_2} + D_3 e_{g_3} + De_a, \qquad (3)$$

где D, D_2, D_3 — проницаемости соответственно анода, экраиной и защитной сеток;
e_{g_1}, e_{g_2}, e_{g_3}, e_a — мгновенные зиачеиия напряжений на электродах.

Для триодов $e_{g_2} = e_{g_3} = 0$ и $e_{g_1y} = e_{g_1} + De_a$, для тетродов и пентодов (при $e_{g_3} = 0$)

$$e_{g_1y} = e_{g_1} + D_2 e_{g_2} + De_a.$$

Как известио из курса электронных приборов, в лампах существует суммариый или эмиссионный ток i_e и токи электродов: анода i_a, управляющей i_{g_1}, экранной i_{g_2} и защитной i_{g_3} сеток. Все эти токи зависят от мгновенных напряжений на электродах и определяются статическими характеристиками ламп.

Не останавливаясь подробно на характере этих зависимостей, отметим две основные особенности работы ламп.

1. При отсутствии сеточных токов или их малой величине (не более 10—15% i_a) суммарный ток равен аиодному $i_e \approx i_a$ и характеристики этих токов совпадают. Такой режим работы лампы иазывается *недонапряженным*. В этом режиме пренебрегают влиянием сеточных токов на работу анодной цепи (учитывая эти токи только при рассмотрении соответствующей сеточной цепи). Из-за малой проницаемости генераториых ламп, особенно тетродов и пентодов, анодное напряжение слабо влияет иа анодный ток, зависящий от напряжения иа сетках (главным образом управляющей).

2. При больших сеточных токах анодный ток определяется как разность между суммарным и сеточным токами $i_a = i_e - i_g$, где в общем случае $i_g = i_{g_1} + i_{g_2} + i_{g_3}$. Такой режим называется *перенапряженным*. В этом режиме происходит перераспределение суммарного тока между анодом и сетками, причем степеиь перераспределеиия зависит не от сеточных, а от анодиого напряжения.

Переход из одиого режима работы в другой происходит сравнительно резко. Это позволяет выделить третий пограиичный, или *критический*, режим, в котором сеточные токи еще малы, но их увеличение вызовет переход лампы в пере-

напряженный режим. Геометрическое место точек статических характеристик, соответствующих критическому режиму и разграничивающих области недонапряженного и перенапряженного режимов, образует так называемую линию критического режима.

В тетродах и пентодах возможны режимы с большими токами экранной или управляющей сетки (ток защитной сетки либо равен нулю, либо весьма мал), поэтому различают степеиь напряженности режима по экраниой или управляющей сетке. Как правило, тетроды и пентоды работают с малыми токами управляющей и защитной сеток, и напряженность режима обычно определяется по экранной сетке. При этом общий сеточный ток

$$i_g = i_{g_1} + i_{g_2} + i_{g_3} \approx i_{g_2}.$$

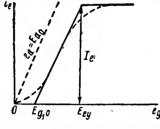


Рис. 6. Характеристика суммарного тока триода.

Используя рассмотренную выше идеализацию характеристик, можно получить уравнение основного участка идеализированной характеристики суммарного тока в зависимости от управляющего напряжения (как уравнение наклонной прямой)

$$i_e = \varphi\,(e_{g_1 y}) = S\,(e_{g_1 y} - E_{g_1 0}), \tag{4}$$

где S — крутизна характеристики;

$E_{g_1 0}$ — управляющее напряжение приведения, при котором идеализированная характеристика суммарного тока пересекает ось абсцисс (рис. 6).

Выражение (4) справедливо в интервале $E_{g_1 0} \leqslant e_{g_1 y} \leqslant E_{ey}$, где E_{ey} — результирующее напряжение насыщения.

Для удобства расчетов вводится анодное напряжение приведения, соответствующее анодному напряжению идеализированной характеристики, проходящей через начало координат (пунктирная прямая на рис. 6). Напряжения приведения связаны соотношением

$$E_{g_1 0} = DE_{a_0}. \tag{5}$$

Подставив в (4) значение управляющего иапряжения (3), получим обобщенные уравнения ламповых идеализированных характеристик:

$$i_e = S\,(e_{g_1y} - E_{g_10}) = S\,(e_{g_1} + D_2 e_{g_2} + D_3 e_{g_3} + De_a - E_{g_10}). \quad (6)$$

В большинстве схем усилтелей и генераторов экранная н защитная сетки имеют нулевой высокочастотный потенциал, на них действуют только постоянные иапряження, поэтому $e_{g_2} = E_{g_2}$ и $e_{g_3} = E_{g_3}$. Тогда выраженне (6) прнмет внд

$$i_e = S\,(e_{g_1} + De_a + D_2 E_{g_2} + D_3 E_{g_3} - E_{g_10})$$

или

$$i_e = S\,(e_{g_1} + De_a - E'_{g_10}), \quad (7)$$

где $E'_{g_10} = E_{g_10} - D_2 E_{g_2} - D_3 E_{g_3}$ — сеточное напряжение приведення.

Важным параметром, необходимым для расчета, является напряженне запнрания ндеалнзированной характеристнки суммарного тока при рабочем напряженин на аноде $e_a = E_a$. Это напряжение E'_{g_1}, называемое *геометрическим смещением*, можно определить нз условия $i_e = 0$, откуда

$$e_{g_1} = E'_{g_1} = E_{g_10} - DE_a.$$

Для триодов $E'_{g_10} = E_{g_10} = DE_{a_0}$, поэтому

$$E'_{g_1} = E_{g_10} - DE_a = -D\,(E_a - E_{a_0}).$$

Велнчина E'_{g_1} в отличие от напряжения прнведення зависит от анодного напряжения.

Для расчетов режимов генераторных ламп важное значение имеет крутнзна линии крнтического режима. В семействе анодных характеристик линия крнтнческого режима совпадает с падающнм участком характерндтик анодного тока при малых анодных напряжениях (прямая *1* на рис. 7).

Крутнзну линнн крнтнческого режнма можно определнть нз соотношення

$$i_{\text{а. кр}} = S_{\text{к}} e_{\text{а}}, \qquad (8)$$

где $i_{\text{а. кр}}$ — анодный ток в критнческом режиме;
$S_{\text{к}}$ — крутизна линнн критического режима.

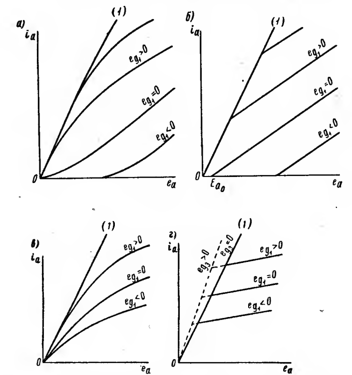


Рис. 7. Характеристики аиодиого тока геиераториых ламп: *а* — реальиые характеристики триода ($i_{\text{а}}$, e_a); *б* — идеализироваииые (i_a, e_a); *в* — реальиые характеристики пеитода (i_a, e_a) при $e_{g_3} = 0$; *г* — идеализироваииые (i_a, e_a) при $e_{g_3} \geqslant 0$.

Анодный ток в критнческом режнме равен суммарному току при данном e_{g_1}, так как точка перегиба является общей для линни критического режима н характерностнкн суммарного тока, т. е.

$$i_{\text{а. кр}} = i_{e} = S\left(e_{g_1} + De_{\text{а}} - E'_{g_1 0}\right). \qquad (9)$$

Приравнивая правые части уравнений (8) и (9), получим

$$S_к = S\left(D - \frac{E'_{g_1 0} - e_{g_1}}{e_a}\right) = S(D - \mu_{g_1}). \qquad (10)$$

Крутизна $S_к$ является постоянной величиной, следовательно, и величина μ_{g_1} постоянна

$$\mu_{g_1} = \frac{E'_{g_1 0} - e_{g_1}}{e_a}$$

или

$$e_{g_1} = E'_{g_1 0} - \mu_{g_1} e_a. \qquad (11)$$

Уравнение (11), выражающее условие критического режима, показывает, при каких соотношениях напряжений в лампе наступает критический режим.

Параметр μ_{g_1} называется *коэффициентом напряженности режима*; для генераторных триодов он равен 0,5—1.

При $e_{g_1} < E'_{g_1 0} - \mu_{g_1} e_a$ режим будет недонапряженным, при $e_{g_1} > E'_{g_1 0} - \mu_{g_1} e_a$ — перенапряженным.

Если пренебречь значением $E'_{g_1 0}$ (что в большинстве случаев допустимо, так как $E'_{g_1 0}$ часто близко к нулю), то условия напряженности упростятся и примут вид:

для критического режима

$$e_{g_1} \approx -\mu_{g_1} e_a; \qquad (12)$$

для недонапряженного режима

$$e_{g_1} < -\mu_{g_1} e_a; \qquad (13)$$

для перенапряженного режима

$$e_{g_1} > -\mu_{g_1} e_a. \qquad (14)$$

§ 6. Особенности работы полупроводниковых триодов в радиопередающих устройствах

Развитие современной техники привело к появлению новых типов полупроводниковых триодов, с успехом используемых в области высоких частот и усилителях мощности и генераторах маломощных радиопередатчиков.

Наиболее перспективным типом высокочастотных полупроводниковых триодов для радиопередающих устройств

являются плоскостные. Эти триоды обладают более высоким коэффициентом усиления по мощности, чем точечные.

Физические процессы, протекающие в полупроводниковых триодах, существенно отличаются от процессов в электронных лампах.

Особенности полупроводниковых триодов заключаются в следующем: 1) эти триоды являются токовыми приборами, и для их нормальной работы всегда необходимы некоторый входной ток и входная мощность, в результате чего входная проводимость их оказывается значительно выше, чем у электронных ламп; 2) полупроводниковые триоды характеризуются сильной внутренней обратной связью входных и выходных цепей; 3) параметры полупроводниковых триодов уже на сравнительно низких частотах носят комплексный характер, в то время как у электронных ламп комплексный характер параметров проявляется только в диапазоне сверхвысоких частот.

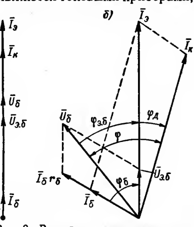


Рис. 8. Векторные диаграммы токов и напряжений полупроводникового триода: *а* — на низких частотах; *б* — на высоких частотах.

Работу полупроводниковых триодов в схемах высокочастотных усилителей и генераторов целесообразно сравнить с работой соответствующих схем на электронных лампах. Это позволит использовать для исследования полупроводниковых схем хорошо разработанные методы анализа ламповых схем.

Сравнивая полупроводниковые триоды и электронные лампы, можно считать, что катод лампы аналогичен эмиттеру триода, управляющая сетка — базе, а коллектор — аноду.

Рассмотрим некоторые особенности работы полупроводниковых триодов в области низких и высоких частот (рис. 8).

Известно, что при работе полупроводниковых триодов на низких частотах ток коллектора $i_к$ образуется за счет диффузии носителей, инжектируемых эмиттером в базу; время диффузии в области низких частот значительно меньше периода колебаний, и в результате токи эмиттера и коллектора изменяются синфазно. Направление этих токов противоположно, так как первый втекает в базу, а второй вытекает из нее. Ток эмиттера совпадает по фазе с напряжением перехода эмиттер—база $\bar{U}_{э.б}$. Ток базы, представляющий собой геометрическую разность токов эмиттера и коллектора, образуется той частью носителей (дырок в триодах типа p—n—p), которые рекомбинируют внутри базы. Этот ток также совпадает по фазе с управляющим напряжением $\bar{U}_{э.б}$, носит активный характер и имеет то же направление, что и ток эмиттера, так как в плоском триоде коэффициент усиления по току меньше единицы и $i_э > i_к$.

Внешнее напряжение на зажимах эмиттер—база $\bar{U}_б$ совпадает по фазе с внутренним напряжением на переходе $\bar{U}_{э.б}$ и больше его на величину падения напряжения тока $\bar{I}_б$ на внутреннем сопротивлении базы $r_б$:

$$\bar{U}_{э.б} = \bar{U}_б - \bar{I}_б r_б \text{ или } u_{э.б} = u_б - I_б r_б.$$

При работе на высоких частотах время диффузии носителей через базу станет соизмеримым с периодом колебаний, ток коллектора будет отставать по фазе от тока эмиттера и угол сдвига фаз $\varphi_д$ увеличится с частотой. Поэтому ток базы также будет сдвинут по фазе относительно тока эмиттера на угол $\varphi_б$ в сторону опережения, что указывает на появление емкостной составляющей тока базы.

Возрастание тока базы приводит к значительному увеличению падения напряжения на внутреннем сопротивлении базы $r_б$, причем напряжения $\bar{U}_{э.б}$ и $\bar{U}_б$ будут отличаться друг от друга не только по величине, но и по фазе.

В результате снижения $\bar{U}_{э.б}$ с увеличением частоты будет уменьшаться ток коллектора.

Кроме напряжения $\bar{U}_{э.б}$, на распределение токов триода оказывает влияние также и коллекторное напряжение $\bar{U}_к$. Величина $\bar{U}_к$ влияет на толщину запорного слоя

иа переходе база—коллектор: при измеиении $\overline{U}_к$ измеияется толщииа этого слоя, количество носителей в базе и ее распределеииое сопротивление. Кроме того, с повышеием частоты иачииает сказываться влияиие емкости коллектор — база, увеличивающей виутреииюю обратиую связь. Эти процессы приведут к измеиеиию и тока коллектора.

Статнческне характеристики полупроводннковых триодов. Для иаиболее распростраиеииой схемы с общим эмиттером (рис. 9) осиовыми характеристиками являются зависимости тока базы $i_б$ и коллектора $i_к$ от иапряжеиий на участках база—эмиттер $u_б$ и коллектор—эмиттер $u_к$.

Входные характеристики $i_б = \varphi(u_б)$ при $E_к = \text{const}$ (рис. 10, *а*) аналогичны характеристикам сеточиого тока электроииой лампы в координатах i_{g_1}, e_{g_1} и имеют две осиовные области — малых и больших базовых токов.

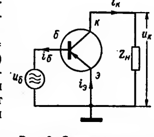


Рис. 9. Схема включеиия полупроводникового триода с общим эмиттером.

В области малых базовых токов входиые характеристики достаточио линейиы и почти ие зависят от иапряжеиия иа коллекторе.

В области больших базовых токов характеристики делаются иелииейиыми, близкими по форме к параболе. На этом участке крутизиа характеристик в сильиой степеии зависит от иапряжеиия базы:

$$S_б = \frac{\Delta i_б}{\Delta u_б} = \varphi(u_б) \text{ при } E_к = \text{const}.$$

При расчетах входиую характеристику целесообразио идеализировать и представлять в виде квадратичиой параболы, иачииающейся при иапряжении сдвига $E_{б_0}$, при котором идеализированиая характеристика (рис. 11, *а*) пересекает ось напряжеиия.

Крутизиа входиой характеристики определяет входиую проводимость триода, которая резко увеличивается с ростом тока базы.

Проходные характеристики коллекториого тока $i_к = \varphi_1(u_б)$ при $E_к = \text{const}$ (рис. 10, *б*) аиалогичны аиодиосеточиым характеристикам лампы, ио в отличие от по-

следних они существуют только при отрицательном напряжении базы (для $p—n—p$-триодов).

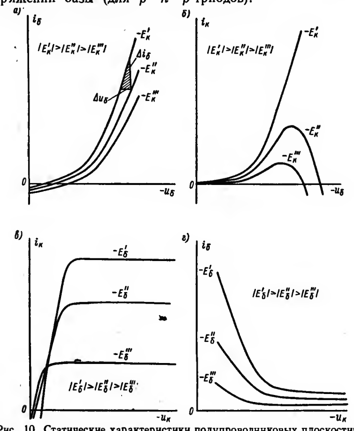


Рис. 10. Статические характеристики полупроводнниковых плоскостных триодов: *а* — входные; *б* — проходные; *в* — выходиые; *г* — обратиой связн.

При малых базовых токах характеристики нелинейны и могут быть идеализированы многочленом второй степени

$$i_к = a_0 + a_1 u_б + a_2 u_б^2,$$

где a_0, a_1 и a_2 — постоянные коэффициенты, зависящие от формы характеристики и определяемые графическим путем по средним крутизнам отдельных участков характеристики.

Напряжеиие коллектора в этой области слабо влияет на ход характеристики и величииу его тока $i_к$.

В области больших базовых токов характеристики $i_к$ более линейиы и могут быть идеализированы семейством прямых, выходящих из точки, определяемой иапряжеиием сдвига $E'_{б_0}$, аналогичным напряжеиию геометрического смещеиия лампы E'_{g_1}.

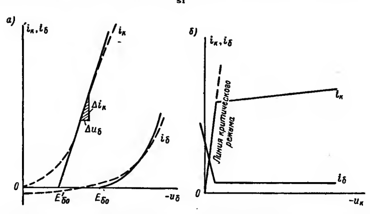


Рис. 11. Идеализироваииые характеристики полупроводникового трнода: *а* — входные и проходные; *б* — выходные и обратиой связи.
— — — реальная; ——— идеализированная.

Крутизну характеристики коллекториого тока в этой области работы можио полагать постоянной:

$$S_{кл} = \frac{\Delta i_к}{\Delta u_б} \text{ при } E_к = \text{const}.$$

Величииа этой крутизны оказывается весьма высокой (десятки и сотии миллиампер на вольт), значительно бо́льшей, чем у электронных ламп.

На ход проходиых характеристик сильио влияет величииа иапряжеиия иа коллекторе. Как известно, для иормальиой работы *p—n—p*-триода на коллектор должно быть подано отрицательиое относительио базы напряжеиие, при этом в цепи коллектора будет проходить ток $i_к$ иормальиого направлеиия (рис. 9).

При больших отрицательиых иапряжеииях коллектора (что эквивалентно высокому аиодному напряжению лампы),

когда $|E_к| \gg |u_б|$, характеристики не имеют падающего участка (как и характеристики электроиных ламп при высоких аиодных иапряжениях).

При малых отрнцательиых $E_к$ (порядка десятых вольта для большинства типов полупроводииковых триодов) у характеристик наблюдается падающий участок, причем максимальиая величииа тока, после которой появляется спад, будет тем меиьше, чем ииже напряжеиие коллектора, а сам спад иачииается при меиьшем отрицательиом иапряжении базы (рис. 10, *б*).

В отлнчие от электроииых ламп (у которых аиодиый ток падает до иуля при увеличеиии иапряжения иа сетке) у полупроводииковых триодов увеличеиие отрицательиого иапряжеиия базы в области падающего участка $i_к$ приводит к измеиеиию иаправлеиия тока. Это явлеиие объясияется тем, что с момеита, когда потеициал коллектора делается положительиым по отиошеиию к базе (при $E_к = 0$), сопротивлеиие перехода база—коллектор резко падает и в цепи коллектора появляется прямой ток этого перехода, обратный по иаправлеиию иормальному коллекторному току триода.

Выходные характеристики $i_к = \varphi_2(u_к)$ при $E_б = \text{const}$ (рис. 10, *в*) подобиы по форме аиодиым характеристикам пеитода. Линия резкого спада тока коллектора при малых отрицательных иапряжениях базы (в области ее больших токов) подобиа лииии критического режима у характеристик электроииых ламп.

Особеииость характеристик в этой области заключается в измеиеиии иаправлеиия тока коллектора при малых $u_к$ по указаииым выше причииам.

Параметр $R_{i\,к.\,э} = \frac{\Delta u_к}{\Delta i_к}$ при $E_б = \text{const}$ подобен внутреииему сопротивлению электроииой лампы.

В области больших базовых токов при малых $u_к$ это сопротивлеиие резко падает, а в области малых базовых токов оио весьма велико и почти не завнсит от $u_к$ и $E_б$.

Если ввести параметр

$$D_{к.\,э} = \frac{\Delta u_б}{\Delta u_к} \text{ при } i_к = \text{const},$$

аналогичиый проницаемости лампы, то и для полупроводникового триода окажется справедливым известное

уравнение параметров электронных ламп, связывающее крутизну, внутреннее сопротивление и проницаемость:

$$S_{к.л} R_{i\,к.э} D_{к.э} = 1.$$

Проницаемость полупроводниковых триодов обычно невелика ($D_{к.э} \ll 1$), что указывает на слабое влияние напряжения коллектора на его ток по сравнению с влиянием напряжения базы.

Характеристики обратной связи $i_б = \varphi_3(u_к)$ при $E_б = \mathrm{const}$ (рис. 10, *г*) аналогичны характеристикам сеточного тока лампы в координатах i_{g_1}, $e_а$. При малых отрицательных напряжениях коллектора ток базы резко возрастает и ход характеристики в этой области сильно зависит от напряжения базы. При больших $u_к$ базовые токи малы, характеристики параллельны оси абсцисс и почти не зависят от напряжения коллектора.

На рис. 11, *б* представлены идеализированные статические характеристики — обратной связи и выходные — и показана линия критического режима, совпадающая с падающим участком характеристик коллекторного тока в области малых $u_к$.

Важным отличием полупроводниковых триодов от электронных ламп является то, что начальная рабочая точка характеристик триодов зависит не только от постоянных напряжений $E_б$ и $E_к$, но и от токов $i_б$ и $i_к$, т. е. в сильной степени зависит от режима работы триода, в то время как у электронных ламп положение рабочей точки однозначно определяется напряжениями анода и сетки.

Другим важным отличием полупроводниковых триодов от электронных ламп является сильная зависимость их токов от температуры полупроводниковых переходов, а следовательно, и от температуры внешней среды.

Особенно важное влияние на работу триода оказывает стабильность тока и напряжения коллекторной цепи (как выходной в схеме с общим эмиттером). При повышении температуры ток коллектора резко увеличивается, что приводит к значительным изменениям параметров триода. Исследования показывают, что при постоянстве тока и напряжения коллектора изменение температуры на десятки градусов вызывает вполне допустимое изменение параметров — не более чем на 10—30%.

Глава II

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

§ 7. Принцип действия и энергетические режимы работы усилителя мощности

Усилитель мощности высокой частоты (ламповый генератор с независимым возбуждением) является главным

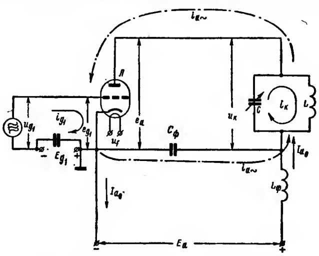


Рис. 12. Схема усилителя мощности на триоде.

элементом радиопередающего устройства. Такие усилители используются в качестве промежуточных и выходных усилителей передатчиков.

На рис. 12 показана принципиальная электрическая схема усилителя на триоде, принцип действия которого основан на использовании усилительных свойств электронной лампы.

Цепь сетки усилителя. В цепь сетки усилителя входят элементы связи с предыдущим усилителем или генератором и источник постоянного напряжения, которое подается на участок сетка—катод.

Напряженне E_{g_1} устаиавливает начальиую рабочую точку на характеристике лампы н тем самым определяет режнм работы уснлнтеля. Это напряжеиие иазывается *напряжением смещения*.

Кроме напряжения смещеиня, на сетку подается переменное высокочастотное напряженне u_{g_1}, называемое *напряжением возбуждения*. Для упрощения расчетов удобно прннять, что оно меняется по закону коснннуса

$$u_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t,$$

где u_{g_1} — мгновеииое значение напряження возбуждения;

U_{mg_1} — амплнтуда иапряжения возбуждення;

$\omega = 2\pi f$ — круговая частота.

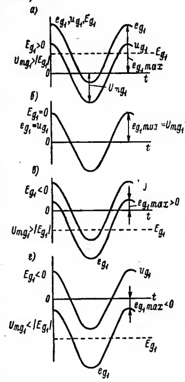


Рис. 13. Временные диаграммы цепи сетки усилителя при различных соотношеииях E_{g_1} и U_{mg_1}.

Такнм образом, на участке сетка—катод одновременно действуют напряжения смещення E_{g_1} н возбуждення u_{g_1}. Напряжеине смещения, как правило, устанавлнвается отрнцательным, так как большннство генераторных ламп нмеет «левые» характернстнки.

Результнрующее мгновенное напряжеине на участке сетка—катод

$$e_{g_1} = u_{g_1} + E_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1}.$$

Графнкн (рнс. 13) показывают, что прн $U_{mg_1} > |E_{g_1}|$ напряженне иа сетке в некоторые моменты времени будет положительным (в цепн сеткн пройдет сеточный ток i_{g_1}); при $U_{mg_1} \leqslant |E_{g_1}|$ напряжеиие на сетке отрицательио и

только в моменты $\omega t = 0,\ 2\pi,\ 4\pi,\ \ldots$ может быть равно нулю (сеточные токи при этом отсутствуют).

Выбор рабочего участка характеристики лампы зависит от величины E_{g_1} (при данной амплитуде возбуждения). В общем случае, когда используются и нелинейные участки характеристики, форма анодного тока будет значительно отличаться от формы напряжения возбуждения. Такой периодический несинусоидальный ток можно представить в виде ряда

$$i_a = I_{a_0} + I_{a_1}\cos\omega t + I_{a_2}\cos 2\omega t + \cdots +$$

$$+ I_{a_n}\cos n\,\omega t,$$

где i_a — мгновенное значение анодного тока;
I_{a_0} — постоянная составляющая анодного тока;
I_{a_1} — амплитуда тока основной частоты (первой гармоники);
I_{a_2} — амплитуда тока второй гармоники;
I_{a_n} — амплитуда тока n-й гармоники.

Анодная цепь усилителя. В анодную цепь усилителя входят анодная нагрузка L, C, развязывающий фильтр $L_ф$, $C_ф$ и источник постоянного анодного напряжения E_a (рис. 12).

Анодный ток проходит в анодной цепи усилителя, причем переменные составляющие тока $i_{a\sim}$ замыкаются через блокировочный конденсатор $C_ф$, не попадая в источники питания.

Так как анодный контур L, C настроен на основную частоту

$$f = \frac{\omega}{2\pi},$$

его эквивалентное сопротивление току данной частоты достаточно велико и определяется известным выражением

$$R_э = \frac{L}{Cr} = \varrho Q,$$

где ϱ — характеристическое сопротивление контура;
Q — добротность;
r — активное сопротивление контура.

Первая гармоника анодного тока создаст на контуре падеиие напряжения

$$u_к = i_{а_1} R_э = I_{а_1} R_э \cos \omega t = U_{mк} \cos \omega t,$$

где $u_к$, $U_{mк}$ — соответственно мгиовеииое и амплитудное значеиия колебательиого напряжения на контуре.

Падением иапряжения за счет постояиной составляющей аиодиого тока $I_{а_0}$ на активном сопротнвлении катушки L, а также сопротнвлением контура высшнм гармоиикам можно пренебречь. Ток первой гармоиики выделит в коитуре колебательиую мощность

$$P_\sim = \frac{I_{а_1} U_{mк}}{2} = \frac{I_{а_1}^2 R_э}{2} = \frac{U_{mк}^2}{2R_э}. \qquad (15)$$

Эту мощность можно выразить через ток и параметры коитура. Действительно, при резонансе ток в контуре в Q раз больше тока в цепи питання коитура, поэтому $I_{а_1} = \frac{I_{к_1}}{Q}$ и

$$P_\sim = \frac{I_{а_1}^2 R_э}{2} = \frac{I_{к_1}^2 R_э}{2Q^2} = \frac{I_{к_1}^2 r}{2},$$

где $I_{к_1}$ — амплнтуда первой гармоннки контурного тока;

$r = \frac{R_э}{Q^2}$ — актнвное сопротнвлеиие контура.

Если контур расстроен, колебательная мощность уменьшается: появляется сдвнг фаз между аноднымтоком н иапряжеиием иа коитуре из-за комплексного характера сопротивлення иагрузкн

$$P'_\sim = \frac{I_{а_1} U_{mк}}{2} \cos \varphi_э < P_\sim,$$

где $\varphi_э$ — фазовый угол между иапряжеинем иа коитуре и первой гармоннкой аиодиого тока.

В процессе работы усилнтеля одновременно с нзменениями напряжения иа сетке и анодного тока происходит измеиение анодного иапряжения. Напряжение иа аиоде лампы $e_а$ слагается из двух составляющих: постояииого иапряжеиня питания $E_а$ н колебательиого напряжеиия иа контуре $u_к$. Считая положнтельиым направлеине анод-

ного тока во внешней цепи катод—нагрузка—анод и отсчитывая потенциалы относительно катода, получим, что полярность напряжения $u_к$ будет противоположна полярности напряжения $E_а$, поэтому

$$e_а = E_а - u_к = E_а - I_{а_1} R_э \cos \omega t = E_а - U_{mк} \cos \omega t. \quad (16)$$

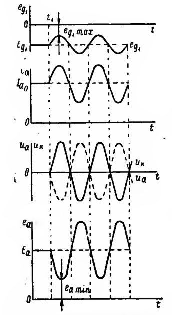


Рис. 14. Фазовые соотношения в усилителе мощности.

Уравнение (16) показывает, что переменная составляющая анодного напряжения — $u_к$ равна по величине и противоположна по фазе колебательному напряжению на контуре $u_к$.

Если обозначить переменную составляющую анодного напряжения через $u_а$, то уравнение (16) можно представить в виде

$$e_а = E_а - u_к = E_а + u_а = E_а + U_{mа} \cos (\omega t + \pi),$$

где

$u_а = -u_к$ — мгновенное значение переменной составляющей анодного напряжения, противоположное по фазе $u_к$;

$U_{mа} = U_{mк}$ — амплитуда переменной составляющей анодного напряжения.

Переменная составляющая напряжения на аноде $u_а$ равна по величине и противоположна по фазе колебательному напряжению на контуре $u_к$, следовательно, она противоположна по фазе первой гармонике анодного тока и напряжению возбуждения на сетке.

Такие фазовые соотношения характерны для любой усилительной ламповой схемы с анодной нагрузкой.

На рис. 14 показаны фазовые соотношения в ламповом усилителе. Напряжение возбуждения подано в момент времени t_1.

Мощность и коэффициент полезного действия усилителя. Основная задача усилителя — получить заданную

полезную мощность в нагрузке при возможно большем к. п. д. Усиление обеспечивается за счет энергии источников электрического питания ламп усилителя.

Вся мощность $P_п$, подводимая к усилителю, слагается из мощностей анодного и накального питания лампы и мощности возбуждения, подводимой к цепи сетки:

$$P_п = P_0 + P_f + P_в,$$

где $P_0 = I_{a_0}E_a$ — мощность, потребляемая анодной цепью лампы;

$P_f = I_f U_f$ — мощность, потребляемая накалом лампы;

$P_в$ — мощность возбуждения, потребляемая цепью сетки.

Определяя электрический к. п. д. (по анодной цепи), характеризующий соотношение колебательной мощности $P_\sim$ и мощности P_0, потребляемой анодной цепью, не учитывают мощности цепи накала, а мощностью возбуждения пренебрегают, так как она мала по сравнению с P_0. Полагая, что $P_п \approx I_{a_0}E_a$, получим электрический к. п. д. усилителя

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_0} = \frac{I_{a_1}U_{mк}}{2I_{a_0}E_a},$$

который зависит от соотношения составляющих анодного тока I_{a_1} и I_{a_0} и соотношения переменного и постоянного анодных напряжений $U_{mк}$ и E_a.

Кроме полезной и подводимой мощностей, усилитель характеризуется мощностью потерь.

Основные потери энергии происходят в лампе; потерями в цепи сетки, подводящих проводах и контуре можно пренебречь, так как они составляют незначительную долю всех потерь. Потери в лампе в основном идут на нагревание анода

$$P_a = P_0 - P_\sim = P_\sim\left(\frac{1}{\eta} - 1\right), \qquad (17)$$

где P_a — средние потери мощности на аноде.

Режимы работы усилителя мощности. Режим работы лампового усилителя (и генератора) определяется формой анодного тока и соотношением величин электронных токов управляющей сетки и анода.

Форма аиодного тока завнснт от формы характерннстнк лампы, велнчнн напряжеиия ее питаиия, сеточного тока и др. Получить нужный режим уснлителя можно изменением напряжения питания н в первую очередь измеиеннем смещеиия на управляющей сетке.

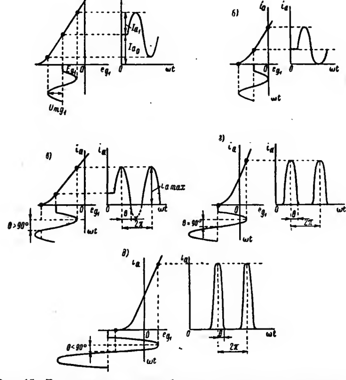


Рис. 15. Диаграммы режимов работы усилителя при различных углах отсечки θ: *а* — режим I рода (класс А); *б* — режим I рода (предельный случай); *в* — режим II рода (класс АВ); *г* — режим II рода (класс В); *д* — режим II рода (класс С).

Режимы I и II рода. В зависимости от величииы смещення различают два основных режима работы: I рода (рнс. 15, *а*, *б*) н II рода (рис. 15, *в*, *г*, *д*).

Режимом I рода изывается такой режим, при котором форма анодного тока лампы прнмерно повторяет форму

напряжения возбуждения на сетке и ток проходит через лампу в течение всего периода напряжения возбуждения.

Для этого начальная рабочая точка устанавливается подбором напряжения смещения в средней части линейного участка характеристики лампы. Режим работы на прямолинейном участке ламповой характеристики называется классом А. Такой режим вследствие малых искажений усиливаемых сигналов (коэффициент нелинейности не более 1—1,5%) широко используется в усилителях напряжения высокой и низкой частоты в радиоприемных и измерительных устройствах.

В радиопередающих устройствах режим I рода используют реже, в основном в подмодуляторах. В усилителях мощности высокой частоты и генераторах этот режим не применяют из-за низкой отдачи мощности.

Предельный случай режима I рода, когда рабочая точка заходит в область верхнего и нижнего нелинейных участков характеристики и когда появляются сеточные токи, на практике почти не используется, так как, не приводя к заметному увеличению отдачи полезной мощности, значительно увеличивает нелинейные искажения. В предельном случае режима (рис. 15, *б*) выполняется условие $I_{a_0} \approx I_{a_1}$, тогда к. п. д. усилителя

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} \approx \frac{1}{2}\,\frac{U_{m\text{к}}}{E_{\text{а}}} = \frac{1}{2}\,\xi.$$

Отношение напряжений $U_{m\text{к}}$ и $E_{\text{а}}$ является важным параметром режима работы лампы и называется *коэффициентом использования анодного напряжения* ξ.

В режиме I рода $\xi < 1$, поэтому к. п. д. не может достигнуть 50%. Такой низкий к. п. д. не позволяет использовать режим I рода в усилителях мощности высокой частоты.

Режимом II рода называется режим работы лампы, при котором анодный ток не повторяет формы напряжения возбуждения на сетке и некоторую часть периода лампа оказывается запертой.

Начальная рабочая точка подбором напряжения смещения устанавливается на нижнем нелинейном участке характеристики или левее начала характеристики. Важным параметром режима II рода является угол отсечки анодного тока θ.

Под углом отсечки анодного тока понимают половину фазового угла, соответствующего времени прохождения тока через лампу за период. Например, если время прохождения тока за период равно t_0, то угол отсечки $\theta = \frac{\omega t_0}{2}$ (в режиме I рода $t_0 = T$ и $\theta = \frac{\omega T}{2} = 180^\circ$).

На рис. 15, *в, г, д* показаны диаграммы работы в режиме II рода при различных углах отсечки.

Режим работы при углах отсечки $90^\circ < \theta < 180^\circ$, называемый классом АВ (рис. 15, *в*), применяется в двухтактных усилителях мощности низкой частоты. Работа при угле отсечки $\theta = 90^\circ$ (рис. 15, *г*) называется классом В, а при угле $\theta < 90^\circ$ — классом С (рис. 15, *д*). Последние два класса являются основными режимами работы усилителей и генераторов радиопередатчиков. Их основное преимущество — возможность работы с высоким коэффициентом полезного действия (до 70—80%). Высокий к. п. д. в режиме II рода объясняется отсутствием или малой величиной начального анодного тока лампы при отсутствии возбуждения, что снижает потери энергии на нагревание анода (в режиме I рода начальный ток достигает значительной величины, что увеличивает потери на аноде и снижает к. п. д.).

Резкие искажения формы анодного тока в режиме II рода (ток носит импульсный характер), а следовательно, и появление гармоник не имеют первостепенного значения, так как наличие анодной нагрузки, обладающей фильтрующими свойствами, позволяет ослабить величину гармоник, снизив ее до допустимого значения.

Кроме указанной классификации, существует разделение режимов в зависимости от величины токов управляющей сетки. Различают буферный, недонапряженный, критический и перенапряженный режимы.

Буферный режим. В этом режиме лампа усилителя работает без токов управляющей сетки, поэтому мгновенное сеточное напряжение должно быть всегда отрицательным.

Это условие, очевидно, выполняется при соблюдении неравенства

$$e_{g_1 \max} = U_{mg_1} + E_{g_1} < 0 \text{ или } U_{mg_1} < |E_{g_1}|.$$

Буферный усилитель почти не потребляет мощности от своего возбудителя и оказывает весьма слабое влияние

иа последиий. По этой причине буфериый режим, как правило, используется в первом усилителе, следующем за генератором.

Недонапряженный режим. Недонапряжеииый режим иаблюдается при малых токах управляющей сетки, которые существенно ие влияют на форму анодного тока. При этом в режиме I рода искажения формы анодного тока будут невелики и его форма будет близка к форме иапряжеиия возбуждения (рис. 16, *а*), а в режиме II рода импульс анодного тока будет остроконечным косииусоидальным (рис. 16, *б*).

Недонапряженный режим не позволяет получить от усиления максимальную полезную мощность и высокий к. п. д., что ограничивает использование режима умножителями частоты и модулируемыми усилителями при иекоторых видах модуляции (иапример, сеточной).

Перенапряженный режим. Перенапряженный режим характеризуется большими токами управляющей сетки, которые появляются при переходе рабочей точки характеристики лампы в область перераспределения токов, когда наблюдается спад аиодного и возрастаиие сеточного токов.

В результате этого процесса при работе в режиме I рода будет искажаться положительная полуволна анодного тока, в вершине которой появится провал (рис. 16, *в*), и форма анодного тока не будет соответствовать форме иапряжения возбуждения.

При работе в режиме II рода искажается остроконечная форма импульса, в вершине которого также появляется провал (или седловина), свидетельствующий о росте сеточного тока. При этом ои имеет форму остроконечных импульсов (рис. 16, *в*, *г*).

Рассмотренный режим обычио называют *слабоперенапряженным.* При дальиейшем увеличении амплитуды напряжения возбуждения рабочая точка характеристики лампы может зайти в область, где анодный ток падает до нуля и в лампе остается только сеточный ток, при этом увеличивается провал анодного тока, импульс аиодного тока раздваивается, а импульс сеточного тока резко возрастает (рис. 16, *д*). Такой режим работы называют *сильноперенапряженным.*

В дальнейшем будет рассматриваться только режим II рода, так как режим I рода по указанным выше соображеииям в усилителях мощности ие используется.

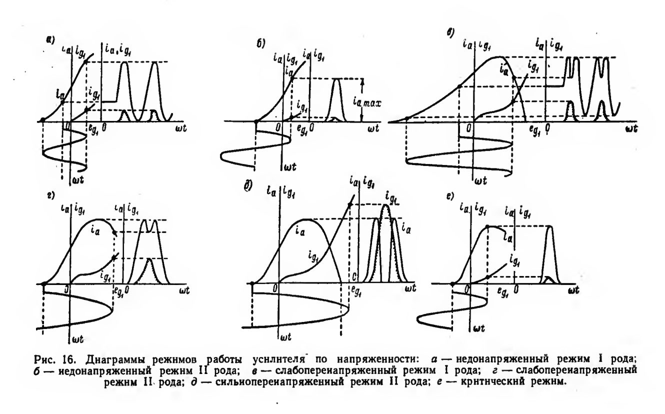


Рис. 16. Диаграммы режимов работы усилителя по напряженности: *а* — недонапряженный режим I рода; *б* — недонапряженный режим II рода; *в* — слабоперенапряженный режим I рода; *г* — слабоперенапряженный режим II рода; *д* — сильноперенапряженый режим II рода; *е* — критический режим.

Исследования показывают, что в слабоперенапряженном режиме наблюдается максимум к. п. д., хотя этот максимум и не критичен, т. е. выражен не резко. Полезная мощность, мощность потерь на аноде и подводимая мощность падают с увеличением напряженности режима, что объясняется уменьшением постоянной составляющей и первой гармоники анодного тока вследствие уменьшения продолжительности и высоты импульса, а также изменения его формы. Перенапряженный режим ставит лампу в более легкие условия работы, чем недонапряженный, но для цепи сетки он тяжелее. Для перенапряженного режима характерно бóльшее постоянство выходной мощности и выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки.

Перенапряженный режим часто используется в усилителях для получения высокого к. п. д. и большей стабильности амплитуды колебательного напряжения в диапазоне частот. Кроме того, его используют при некоторых видах модуляции.

Недостаток перенапряженного режима — большие сеточные токи, а следовательно, и мощность возбуждения — не имеет существенного значения благодаря высокому коэффициенту усиления генераторных ламп по мощности.

Переход из недонапряженного в перенапряженный режим происходит через пограничный, или критический, режим (рис. 16, *е*). Этот режим характеризуется остроконечным или слегка уплощенным импульсом анодного тока, причем высота импульса достигает максимума. Сеточные токи еще малы, но при дальнейшем увеличении напряженности произойдет резкое перераспределение токов в лампе. Лампа выдает в нагрузку максимально возможную полезную мощность при к. п. д., близком к максимальному. По указанным причинам критический режим является основным для усилителей и генераторов.

Тот или иной режим можно получить подбором нагрузки усилителя, величин напряжений возбуждения и смещения. Расчеты показывают, что критический режим существует при наличии определенного соотношения между мгновенными напряжениями на сетке и аноде. Величина этого соотношения зависит также от конструкции и типа генераторной лампы.

Для характеристики напряженности режима введено понятие *коэффициента напряженности по управляющей*

сетке μ_{g_1}, величина которого зависит от конструкции лампы и ее параметров.

Приняв $e_{g_1} = e_{g_1\,max}$ и $e_a = e_{a\,min}$ из уравнений (12), (13) и (14), можно получить следующие условия напряженности режима при действии в цепях лампы переменных напряжений:

для недонапряженного режима

$$e_{g_1\,max} < -\mu_{g_1} e_{a\,min}, \qquad (18)$$

для критического режима

$$e_{g_1\,max} \approx -\mu_{g_1} e_{a\,min}, \qquad (19)$$

для перенапряженного режима

$$e_{g_1\,max} > -\mu_{g_1} e_{a\,min}. \qquad (20)$$

Эти же условия можно выразить через соотношения коэффициента использования анодного напряжения ξ и через эквивалентное сопротивление нагрузки $R_э$. Так, если обозначить коэффициент использования анодного напряжения и эквивалентное сопротивление нагрузки, обеспечивающее критический режим, через $\xi_{кр}$ и $R_{э.\,кр}$, то в недонапряженном режиме $\xi < \xi_{кр}$ и $R_э < R_{э.\,кр}$, а в перенапряженном $\xi > \xi_{кр}$ и $R_э > R_{э.\,кр}$.

Тот или иной режим можно получить подбором величины эквивалентного сопротивления анодного контура.

Напряженность режима экранированных ламп в основном определяется по экранной сетке.

В этом случае пользуются коэффициентом напряженности данной сетки μ_{g_2}. Тогда условия напряженности примут следующий вид:

для недонапряженного режима

$$e_{g_2} < \mu_{g_2} e_{a.\,кр},$$

для критического режима

$$e_{g_2} \approx \mu_{g_2} e_{a.\,кр},$$

для перенапряженного режима

$$e_{g_2} > \mu_{g_2} e_{a.\,кр},$$

где $e_{a.\,кр}$ — анодное напряжение, соответствующее точке перелома идеализированной характеристики при данном напряжении на управляющей сетке ($e_{g_1} = E_{g_1}$).

Так как напряжение на экранной сетке берут постоянным, то можно принять $e_{g_2} = E_{g_2}$.

Коэффициеит напряженности μ_{g_2} зависит от коиструкции и типа лампы: для тетродов $\mu_{g_2} = 0{,}6—0{,}7$, для пентодов и лучевых тетродов $\mu_{g_2} = 2—5$ (увеличение μ_{g_2} у пентодов объясияется иаличием защитиой сетки).

§ 8. Диигамические и нагрузочные характеристики лампового усилителя

Дииамические характеристики. В дииамическом режиме работы лампы, т. е. при наличии нагрузки в анодной цепи, мгновенные напряжения на сетке и аноде будут изменяться (в противофазе), при этом изменится и анодный ток. Одиовремеиииые изменения e_{g_1} и e_a, а также i_a приводят к изменению положения рабочей точки характеристики, определяющей токи и напряжеиия в лампе в данный момент времени.

Кривая, отражающая зависимость анодного тока от одного из напряжений, например аиодиого, при иепрерывных изменениях другого иапряжеиия (сеточного) будет представлять собой геометрическое место точек различных статических характеристик. Эта кривая называется *динамической характеристикой лампы.*

Динамическая характеристика строится иа семействе статических характеристик. Уравнение дииамической характеристики можио получить, если выразить одио мгиовенное напряжение через другое. Это легко сделать, исключив $\cos \omega t$ из выражений $e_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1}$ и $e_a = E_a - U_{m\text{к}} \cos \omega t$. В результате получаем уравнеиие, связывающее мгиовенные зиачеиия напряжений e_a и e_{g_1}:

$$\frac{e_{g_1} - E_{g_1}}{U_{mg_1}} = \frac{E_a - e_a}{U_{m\text{к}}}. \qquad (21)$$

Подставив в уравнение суммарного тока, равного в иедоиапряжеином режиме аиодному (7), значеиия e_a или e_{g_1} из уравнения (21), иайдем уравнение идеализироваиной динамической характеристики в различиых системах координат

$$\left. \begin{aligned} i_a &= S_{\text{д}g_1}(e_{g_1} + \Gamma_1) \\ i_a &= S_{\text{д. а}}(e_a + \Gamma_2) \end{aligned} \right\} \qquad (22)$$

где $S_{дg_1} = S\left(1 - D\frac{U_{mк}}{U_{mg_1}}\right) > 0$ — крутизиа дииамнческой характерннстики в координатах $i_а$, e_{g_1};

$S_{д.а} = S\left(D - \frac{U_{mg_1}}{U_{mк}}\right) < 0$ — крутизна дииамической характерннстикн в координатах $i_а$, $e_а$;

Γ_1, Γ_2 — коэффнцненты, зависящие от параметров лампы, пнтающнх иапряженнй E_{g_1} и $E_а$ н амплитуд переменных напряженнй U_{mg_1} н $U_{mк}$.

Все выводы относятся к недонапряжениому режиму, н граничиой точкой, удовлетворяющей уравиеиню характеристики, будет точка, лежащая на лннни крнтнческого режнма.

Из уравнения (22) следует, что ндеалнзнрованная сеточная дииамнческая характеристнка в недонапряженном режиме представляет собой прямую лннню с меньшей, чем у статнческой характернстнкн, крутизиой. Это объясняется тем, что с увелнченнем напряжения на сетке анодное напряженне падает и рабочая точка переходит со статнческой характеристики с большим анодным иапряжением иа характеристнку с меньшнм напряжением. С увелнченнем нагрузки характеристика будет более пологой, так как $U_{mк}$ увеличнвается, а $S_{дg_1}$ умеиьшается.

Аиодная динамнческая характернстнка также является прямой, исходящей из точкн при $e_а = E_а$. Угловой коэффнциент характернстнки отрицателен, а по велнчнне зависнт от сопротнвлення нагрузкн

$$\operatorname{tg}\alpha = -\frac{1}{R_э} \quad \text{нлн} \quad \operatorname{ctg}\beta = R_э.$$

В режиме короткого замыкания ($R_э = 0$) характернстика проходит вертикально. Наличие отрицательиого углового коэффициента объясияется противофазиостью $i_а$ и $e_а$ в дииамическом режнме работы. В переиапряженном режнме форма дииамнческнх характернстик делается более сложиой.

На рис. 17 представлены идеалнзироваииые дниамические характеристики, построеииые при различных на-

пряжениях на контуре $U_{mк}$, $U'_{mк}$, $U''_{mк}$ и $U'''_{mк}$, соответствующих четырем различным нагрузкам и коэффициентам использования.

Характеристика *1* соответствует недонапряженному режиму, и ее конечная точка *а* лежит на статической характеристике при $e_{g_1} = e_{g_1\,max}$; форма импульса будет остроконечной косинусоидальной. Характеристика *2* со-

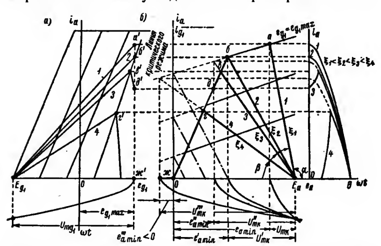


Рис. 17. Идеализированные динамические характеристики усилителя на триоде и импульсы анодного тока при активной нагрузке: *а* — сеточные характеристики; *б* — анодные характеристики и импульсы анодного тока.

ответствует критическому режиму, ее конечная точка *б* лежит на переломе статической характеристики, т. е. на линии критического режима; форма импульса тоже остроконечная. Характеристика *3* соответствует слабоперенапряженному режиму, в импульсе анодного тока появляется провал. Продолжением характеристики в области левее точки *в*, лежащей на линии критического режима, является участок этой линии между точками *в* и *д*. Характеристика *4* соответствует сильноперенапряженному режиму. Для нее $e_{a\,min} < 0$ и $\xi > 1$, а продолжением динамической характеристики служит участок линии критического режима от точки *г* до нуля, затем участок оси абсцисс *Ож*. Импульс анодного тока раздваивается.

Таким образом, если в недонапряженном режиме идеализированная динамическая характеристика линейна, то в перенапряженном режиме она будет иметь вид ломаной выпуклой линии.

Нагрузочные характеристики усилителя. Нагрузочные характеристики усилителя представляют собой зависимости его основных энергетических показателей (токов I_{a_0}, I_{a_1}, $I_{к_1}$ напряжения $U_{mк}$, мощностей $P_{\sim}$, P_0, P_a и к. п. д. η) от величины эквивалентного сопротивления анодной нагрузки $R_э$ при постоянных значениях напряжений анодного питания E_a и амплитуды напряжения возбуждения U_{mg_1}.

Нагрузочные характеристики часто дополняются графиками зависимости от $R_э$ токов сеток $I_{g_1 0}$ и I_{g_2} и коэффициента использования ξ.

На рис. 18 представлены типовые нагрузочные характеристики усилителя и указаны области различных режимов.

При изменении сопротивления нагрузки меняется напряженность режима усилителя. Так, при равенстве сопротивления нагрузки оптимальному значению ($R_э = R_{э.\,кр}$) наблюдается критический режим, обеспечивающий получение максимальной полезной мощности и максимального тока в контуре.

При уменьшении нагрузки, когда $R_э < R_{э.\,кр}$, режим делается недонапряженным и наблюдаются следующие явления:

1) увеличивается высота импульса анодного тока, а следовательно, и его составляющие I_{a_0} и I_{a_1}; их увеличение при изменении эквивалентного сопротивления от $R_{э.\,кр}$ до нуля сравнительно невелико — не больше 15 — 20% от значений критического режима;

2) резко снижаются амплитуды колебательного напряжения на контуре $U_{mк}$ и контурного тока $I_{к_1}$, а также коэффициент использования ξ;

3) резко снижается полезная колебательная мощность $P_{\sim}$ и коэффициент полезного действия η, а мощность рассеяния на аноде $P_a = P_0 - P_{\sim}$, увеличиваясь, достигает максимальной величины $P_a = P_0$ при $R_э = 0$, которая обычно оказывается значительно больше допустимой мощности рассеяния.

Минимально допустимая величина эквивалентного сопротивления нагрузки $R_{э.\,\min}$ в большинстве случаев

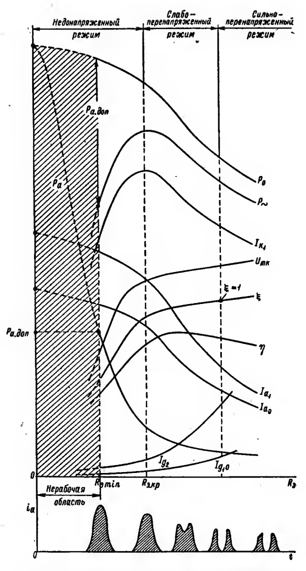


Рис. 18. Нагрузочные характеристики усилителя.

определяется допустимой величиной мощности рассеяния на аноде $P_{а. доп}$, как это видно из рис. 18, где показана нерабочая область характеристик, в которой $P_а > P_{а. доп}$.

Таким образом, принципиальными недостатками недонапряженного режима являются тяжелый тепловой режим анода лампы и большая чувствительность к изменениям нагрузки, амплитуды напряжения возбуждения, напряжений смещения и накала. В недонапряженном режиме наблюдаются резкие изменения полезной мощности, амплитуды колебательного напряжения, коэффициента использования анодного напряжения и снижение к. п. д.

При увеличении сопротивления нагрузки свыше оптимального значения, когда $R_э > R_{э. кр}$, режим делается перенапряженным. При этом наблюдаются следующие явления:

1) происходит деформация импульса анодного тока и уменьшение его высоты, что приводит к уменьшению составляющих тока I_{a_0} и I_{a_1}, причем I_{a_1} убывает с ростом нагрузки более резко, чем I_{a_0}, так как влияние деформации импульса сказывается на величине этой гармоники более сильно, чем на постоянной составляющей; одновременно с этим увеличивается ток экранной сетки и в меньшей степени ток управляющей (как указывалось выше, в лампах с экранной сеткой напряженность режима в основном определяется по экранной сетке);

2) амплитуда колебательного напряжения $U_{mк}$ и пропорциональный ей коэффициент использования анодного напряжения ξ с ростом напряженности увеличиваются незначительно, так как $U_{mк}$ равно произведению двух величин: $R_э$ и I_{a_1}, изменяющихся в противоположных направлениях; контурный ток также уменьшается, но менее резко, чем в недонапряженном режиме;

3) снижаются полезная и подводимая мощности, первая в основном за счет снижения I_{a_1}, вторая в результате снижения I_{a_0}, причем спад полезной мощности будет более медленным вследствие некоторого роста $U_{mк}$.

На границе слабо- и сильноперенапряженного режима ($\xi = 1$) полезная мощность уменьшается примерно на 25—30% от ее максимального значения. Мощность рассеяния на аноде убывает монотонно.

К. п. д. при переходе в перенапряженный режим несколько увеличивается из-за увеличения коэффициента использования и достигает максимума в слабоперенапря-

жеиием режиме, близком к критнческому. Затем происходнт незначительный спад к. п. д. за счет более резкого спада $P_{\sim}$ по сравненню со спадом P_0.

Важными преимуществами перенапряженного режима являются его большая устойчнвость к изменениям иагрузкн, легкнй тепловой режнм анода, постояиство амплнтуды колебательиого иапряжения и коэффициента использоваиия аиодиого напряжеиня и высокий к. п. д.

К недостаткам режнма следует отнестн значнтельную мощность возбуждення и тяжелый тепловой режим управляющей сетки (в уснлнтелях на триодах) нлн экраиной сетки (в усилнтелях на пентодах и тетродах).

Нагрузочиые характернстики можно получить опытным путем нлн вычнслнть аиалнтнчески. Точный аналнтнческий расчет весьма сложен. Более простой н достаточно точный метод расчета нагрузочных характернстнк был предложен Б. С. Агафоновым [1], который ввел эмпирнческне коэффнцненты A и B, зависящие от отношення велнчнны эквнвалентного сопротнвлення нагрузкн $R_э$ к оптнмальному сопротивлеиию критнческого режнма $R_{э.\,кр}$

Рис. 19. Обобщенные нагрузочные характеристикн.

$$A = \varphi(x) = \frac{I_{a_0}}{I_{a_0\,кр}}; \quad B = \varphi_1(x) = \left(\frac{I_{a_1}}{I_{a_1\,кр}}\right)^2 x,$$

где $x = \frac{R_э}{R_{э.\,кр}}$. Графнки коэффнциентов прнведены на рнс. 19.

Определив x для данного режима, находят токи и мощиостн:

$$\left.\begin{aligned} I_{a_0} &= A I_{a_0\,кр}; \quad P_0 = A P_{0_{кр}}; \\ I_{a_1} &= \sqrt{\frac{B}{x}} I_{a_1\,кр}; \quad P_{\sim} = B P_{\sim\,кр}. \end{aligned}\right\} \qquad (23)$$

§ 9. Разложение импульса анодного тока на составляющие

Анодный ток лампы можно представить в виде функции напряжений на аноде, управляющей сетке и времени:

$$i_a = \varphi(e_{g_1},\ e_a) = \varphi(U_{mg_1}\cos\omega t + E_{g_1},\ E_a - U_{m\text{к}}\cos\omega t). \quad (24)$$

В режиме II рода ток носит импульсный характер и, зная форму импульса тока, можно определить его составляющие I_{a_0} и I_{a_1}, а тем самым и решить задачу расчета усилителя, которая заключается в определении всех электрических величин, характеризующих режим.

Как указывалось выше, форма анодного тока может в значительной степени отличаться от синусоидальной. Несинусоидальный (но периодический) ток является сложным, многоволновым и состоит из большого числа гармоник. Такое понимание сложного тока позволяет произвести его графическое или аналитическое разложение с помощью тригонометрического ряда Фурье.

При графическом разложении по реальным характеристикам лампы и задаваемым мгновенным напряжениям e_{g_1} и e_a графически определяют форму импульса анодного тока, а затем графическим интегрированием — величины I_{a_0} и I_{a_1}. Этот метод расчета дает высокую точность, но является трудоемким и применяется в тех случаях, когда речь идет об исследовании ламповых генераторов.

На практике применяется аналитический метод разложения в ряд Фурье, при котором пользуются идеализированными характеристиками лампы и по уравнениям характеристик определяют зависимость $i_a = \varphi(\omega t)$. Затем разлагают функцию в ряд Фурье и определяют I_{a_0} и I_{a_1}. При этом импульс анодного тока полагается остроконечным косинусоидальным.

Прежде чем перейти к выводам расчетных соотношений, произведем разложение остроконечного импульса тока в ряд Фурье. Импульс такой формы соответствует недонапряженному и критическому режимам.

Любую периодическую функцию, удовлетворяющую определенным условиям, можно представить бесконечным тригонометрическим рядом Фурье, состоящим из постоянной составляющей и гармонических синусоидальных и косинусоидальных составляющих основной и кратных частот (гармоник).

Для разложения в ряд Фурье функция должна удовлетворять следующим условиям: 1) быть периодической; 2) иметь коиечное число максимумов и мииимумов; 3) не обращаться в бескоиечиость при разрывах непрерывиости; 4) быть иитегрируемой

$$\varphi(\omega t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + A_2 \cos 2\omega t + \cdots + A_n \cos n\omega t + \\ + B_1 \sin \omega t + B_2 \sin 2\omega t + \cdots + B_n \sin n\omega t,$$

где $A_0, A_1, A_2, \ldots, A_n, B_1, B_2, \ldots, B_n$ — коэффициеиты ряда Фурье.

Разложеиие импульса аиодного тока в ряд Фурье можио упростить, воспользовавшись тем свойством, что у четиых фуикций, симметричных отиосительио оси ордииат $[\varphi(\omega t) = \varphi(-\omega t)]$, сииусоидальиый ряд пропадает, так как $B = 0$. Для этого иачало коордииат следует переместить в середину импульса тока, тогда аиодиый ток будет существовать в течеиие периода только в иитервалы $0-\theta$ и $(2\pi-\theta) - 2\pi$, а в течеиие иитервала $\theta - (2\pi-\theta)$ ток будет равеи иулю.

Для определеиия коэффициентов ряда Фурье, представляющих собой при разложеиии импульса тока постояиную составляющую тока I_{a_0} (A_0) и амплитуды гармоиик $I_{a_n}(A_h)$, иеобходимо составить уравиение импульса тока в функции времеии $[i_a = \varphi(\omega t)]$ и произвести иитегрироваиие по формулам коэффициеитов [3].

Расчеты дают следующее уравиеиие импульса аиодиого тока в иитервалах его существоваиия (см. § 10):

$$i_a = i_{a\,max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} \tag{25}$$

или при $\theta = 90°$ и $\cos \theta = 0$

$$i_a = i_{a\,max} \cos \omega t.$$

В результате интегрироваиия получают зиачения I_{a_0} и I_{a_n} в функции высоты импульса и угла отсечки.

При расчетах обычно оперируют *коэффициентами разложения импульса*, под которыми поиимают отношение постояииой составляющей или амплитуд соответствующих гармоиик к высоте импульса. Введение понятия коэффициентов разложения позволяет исключить из рассмотре-

ния высоту импульса и определить влияние угла отсечки анодного тока на гармоники.

Коэффициенты разложения определяются по формулам

$$\alpha_0 = \frac{I_{a0}}{i_{a\,max}} = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)};$$

$$\alpha_1 = \frac{I_{a1}}{i_{a\,max}} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{2\pi(1-\cos\theta)}.$$

. . . .

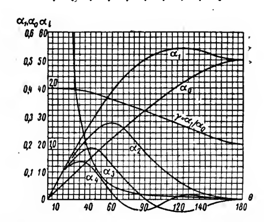


Рис. 20. Графики коэффициентов разложения косинусоидального импульса.

Важное значение имеет отношение

$$\gamma = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = \frac{I_{a1}}{I_{a0}} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{2(\sin\theta - \theta\cos\theta)}.$$

Графики коэффициентов разложения косинусоидального импульса представлены на рис. 20. Коэффициенты при заданной форме импульса зависят только от угла отсечки анодного тока, уменьшаясь с увеличением номера гармоники, и имеют один или несколько максимумов при различных углах отсечки, например α_0 при $\theta = 180°$; α_1 при $\theta = 120°$; α_2 при $\theta = 60°$; α_3 при $\theta = 40°$; α_n при $\theta = \frac{120°}{n}$. Изменение знака α_3, α_4 и т. д. указывает на изменение фазы гармоники.

§ 10. Основные расчетные соотношения в различных режимах работы усилителя мощности

Недонапряженный режим. Уравнение анодного тока (25) является аналитическим выражением остроконечного импульса анодного тока и оказывается справедливым для тока, меняющегося в интервале

$$0 \leqslant i_a \leqslant i_{a\,max}.$$

Из этого уравнения можно получить важные расчетные формулы напряжений смещения и возбуждения для недонапряженного и критического режимов. Действительно, подставляя в выражение (7) значения e_a и e_{g_1} в динамическом режиме, получим уравнение импульса тока в развернутом виде

$$i_a = S\left[E_{g_1} + DE_a - E'_{g_10} + (U_{mg_1} - DU_{m\text{к}})\cos\omega t\right]. \quad (26)$$

Используя граничные условия, когда ток $i_a = 0$ и $i_a = i_{a\,max}$, получим расчетные формулы для напряжений смещения и возбуждения.

Действительно, при $\omega t = \theta$ $\cos\omega t = \cos\theta$ и $i_a = 0$, т. е.

$$E_{g_1} + DE_a - E'_{g_10} + (U_{mg_1} - DU_{m\text{к}})\cos\theta = 0,$$

откуда

$$E_{g_1} = E'_{g_10} - DE_a - (U_{mg_1} - DU_{m\text{к}})\cos\theta. \quad (27)$$

Вычитая из уравнения (26) уравнение (27), получим уравнение импульса тока в более простом виде

$$i_a = S\,(U_{mg_1} - DU_{m\text{к}})\,(\cos\omega t - \cos\theta).$$

При $\omega t = 0$ $\cos\omega t = 1$ и ток становится максимальным, равным высоте импульса $i_{a\,max}$

$$i_a = i_{a\,max} = S\,(U_{mg_1} - DU_{m\text{к}})\,(1 - \cos\theta). \quad (28)$$

Разделив два последних выражения, получим приведенное ранее уравнение импульса анодного тока (25).

Из уравнения (28) определяется расчетная формула для амплитуды напряжения возбуждения

$$U_{mg_1} = \frac{i_{a\,max}}{S(1-\cos\theta)} + DU_{m\text{к}}. \quad (29)$$

Высота импульса $i_{a\,max}$ в лампах, имеющих явно выраженное насыщение, ограничивается током насыщения

$$i_{a\,max} = \beta I_e,$$

где β — коэффициент использования анодного тока, который показывает, насколько полно используется лампа по току, т. е. как близка высота импульса к току насыщения.

Критический режим. Обозначая все величины, относящиеся к критическому режиму, индексом «кр», определим $\xi_{кр}$, $i_{a\,max_{кр}}$ и другие величины и установим их взаимные зависимости. Наиболее простое и достаточно точное выражение для расчетной формулы критического коэффициента использования, справедливое для триодов, пентодов и лучевых триодов, можно вывести из уравнения анодного тока (9), подставив в него значения максимального напряжения на сетке ($e_{g_1} = e_{g_1\,max}$) и минимального на аноде ($e_a = e_{a\,min}$) при выполнении условия критического режима [уравнение (11)]:

$$i_{a\,max_{кр}} = S\,(e_{g_1\,max} - E'_{g_10} + De_{a\,min});$$

$$e_{a\,min} = E_a - U_{mк} = E_a(1 - \xi);$$

$$e_{g_1\,max} = E'_{g_10} - \mu_{g_1}\, e_{a\,min}.$$

Используя эти уравнения и приняв $\xi = \xi_{кр}$, получим

$$i_{a\,max_{кр}} = S\,(D - \mu_{g_1})\,e_{a\,min} = S\,(D - \mu_{g_1})\,(1 - \xi_{кр})\,E_a,$$

откуда следует, что

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{i_{a\,max_{кр}}}{S\,(D - \mu_{g_1})\,E_a}.$$

Так как величина $S\,(D - \mu_{g_1}) = S_к$ [см. уравнение (10)], то окончательно

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{i_{a\,max_{кр}}}{S_к E_a}. \qquad (30)$$

У тетродов из-за динатронного эффекта остаточное напряжение на аноде будет больше, а $\xi_{кр}$ меньше

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{i_{a\,max_{кр}}}{S_к E_a} - \mu_д\,\frac{E_{g_2}}{E_a},$$

где $\mu_д$ — коэффициент динатронного эффекта.

Из уравнения (30) следует, что $\xi_{кр}$ увеличивается с увеличением крутизны линии критического режима, анодного напряжения и с уменьшением высоты импульса. Кроме того, у тетродов и пентодов $\xi_{кр}$ зависит от напряжения экранной сетки, а у пентодов также и от напряжения защитной сетки. Это объясняется зависимостью расположения линии критического режима данных ламп от напряжений E_{g_2} и E_{g_3}. При $E_{g_3} > 0$ крутизна линии критического режима будет больше, $e_{a\,min}$ — меньше и коэффициент использования увеличится.

Для повышения к. п. д. усилителя желательно работать с большими величинами $\xi_{кр}$. На практике для триодов и пентодов $\xi_{кр} = 0{,}85—0{,}95$, для тетродов $\xi_{кр} = 0{,}7—0{,}75$.

Угол отсечки в сильной степени влияет на режим работы усилителя и определяет величины α_0, α_1 и γ, а следовательно, $P_\sim$ и η. Если, например, $\theta = 90°$, то $\gamma = 1{,}57$, т. е. к. п. д. η увеличивается по сравнению с режимом I рода ($\gamma = 1$) в 1,57 раза при одной и той же полезной мощности. При таком угле отсечки $\alpha_0 \approx 0{,}3$ и $\alpha_1 \approx 0{,}5$.

Отклонение θ от 90° приводит либо к уменьшению $P_\sim$, либо к уменьшению к. п. д. η. Более подробные исследования показывают, что, сохраняя постоянной $P_\sim$, можно несколько уменьшить θ и тем самым повысить γ и к. п. д. η.

Вводя в формулы полезной мощности и к. п. д. коэффициенты разложения α_0 и α_1 и коэффициенты использования лампы по току и напряжению, получим

$$P_\sim = \frac{1}{2} I_{a_1} U_{mк} = \frac{1}{2}\alpha_1 i_{a\,max}\xi E_a = \frac{1}{2}\alpha_1\beta\xi I_e E_a,$$

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_0} = \frac{I_{a_1}\xi E_a}{2 I_{a_0} E_a} = \frac{1}{2}\frac{\alpha_1}{\alpha_0}\xi = \frac{1}{2}\gamma\xi. \qquad (31)$$

Произведение $\frac{1}{2}\alpha_1\beta\xi$ называется *полным коэффициентом использования лампы* и зависит от выбранного режима работы и типа лампы. Для генераторных триодов и пентодов при полном использовании лампы по току эмиссии в критическом режиме полный коэффициент использования лампы составляет 0,19—0,21, для тетродов — 0,17—0,18.

К. п. д. будет зависеть от формы анодного тока (соотношения γ), угла отсечки и коэффициента использования анодного напряжения.

Так как γ увеличивается с уменьшением θ, то время прохождения тока через лампу, а следовательно, и потери мощности на аноде лампы будут уменьшаться.

Наибольшее значение имеют не мгновенные, а средние потери на аноде за период высокой частоты, которые и должны учитываться при расчете конструкции анода лампы. Мгновенные потери p_a меняются в течение периода и в некоторые моменты могут быть значнтельно больше средних.

Момент максимума потерь опережает момент отсечки тока. С уменьшением угла отсечки максимальная и средняя мощность потерь уменьшаются.

Средние потери на аноде определяются по формуле (17). В режиме II рода потери на аноде лампы достигают максимума при наличии возбуждения на сетке, так как при его отсутствии постоянная составляющая I_{a_0} незначительна или равна нулю. Этим режим II рода резко отличается от режима I рода, в котором потери максимальны в момент покоя, когда отсутствует возбуждение.

При снятии же напряжения возбуждения постоянная составляющая анодного тока I_{a_0} в режиме I рода почти не изменяется, а мощность потерь на аноде резко увеличивается ($P_a = P_0$). В режиме II рода при отсутствии возбуждения анодный ток резко снижается (до нуля в классе С и до небольшой величины в классах В и АВ) и потери на аноде будут малы.

По указанным признакам можно практически распознавать режимы и классы работы. Дополнительным признаком режима II рода является большая величина амплитуды напряжения возбуждения, в отличие от режима I рода, где U_{mg_1} значительно меньше.

§ 11. Цепи управляющей и экранной сетки усилителя мощности

Цепь управляющей сетки. Точный расчет цепи сетки труден, особенно в недонапряженном и критическом режимах. Трудности вызваны сложностью и неустойчивостью характеристик сеточного тока, а также их конфигурацией, зависящей от величины переменной составляющей анодного напряжения, сопротивления автоматического сеточного смещения и динатронного эффекта сетки.

Только в перенапряженном режиме, когда резко возрастают сеточные токи, характеристики их будут достаточно закономерными.

Потерн в цепн сеткн в недонапряженном н критическом режимах малы по сравнению с мощностями в анодной цепи, тем не меиее нх необходимо учнтывать, так как наличие сеточных токов вызывает нелннейные нскаження напряжеиия возбуждения и, следовательно, рост гармоннк в анодной цепи. Искажения вызваиы тем, что участок сетка — катод лампы является нелннейиым сопротивлеиием, величииа которого $r_{g_1к}$ в момеиты положнтельных иапряжеиий иа сетке умеиьшается до сотеи и даже десятков омов. Напряжение иа данном участке падает, и сииусоидальиое иапряжеиие возбуждеиия оказывается искажеиным. На рнс. 21 показаио измеиение формы u_{g_1} нз-за иаличия сеточиых токов. Кроме того, иаличие сеточиых токов прнводит к дополиительиой иагрузке коитура возбудителя (предыдущего уснлителя нли геиератора) мощиостью, расходуемой в цепн сетки, что влияет на его режнм. Если возбудителем является генератор, то такая нагрузка прнводит к ухудшению стабнльности частоты.

Рис. 21. Эквивалеитные схемы цепи сеткн: *а*—при $u_{g_1} > 0$; *б* — при $u_{g_1} < 0$; *в* — графики напряжения возбуждеиия.

Чтобы рассчитать цепь сетки, иеобходимо знать форму импульса сеточиого тока. При орнентнровочных расчетах прннимают лннейую ндеалнзацию динамнческой характерnстики и косннусоидальиую форму импульса тока и определяют угол отсечки нз условия

$$e_{g_1}|_{\omega t=\theta_{g_1}} = U_{mg_1}\cos\theta_{g_1} + E_{g_1} = 0,$$

откуда

$$\cos\theta_{g_1} = -\frac{E_{g_1}}{U_{mg_1}} \qquad (32)$$

Затем, определив высоту импульса по характеристике при максимальном напряжении на сетке и минимальиом на аноде, вычисляют составляющие сеточного тока по формулам

$$I_{g_1 0} = \alpha_{0g_1} i_{g_1 \max}, \quad I_{g_1 1} = \alpha_{1g_1} i_{g_1 \max} \qquad (33)$$

и мощность возбуждения в цепи сетки

$$P_в = \frac{1}{2} U_{mg_1} I_{g_1 1}.$$

Эта мощиость расходуется на нагревание проводов сетки P_{g_1} (мощиость рассеяиия), а часть ее теряется в источиике напряжения смещения $P_{g_1 см}$:

$$P_в = P_{g_1} + P_{g_1 см}. \qquad (34)$$

Мощиость возбуждеиия в источнике смещеиия затрачивается только в том случае, когда смещение отрицательио ($E_{g_1} < 0$); при этом $P_{g_1 см} = |E_{g_1}| I_{g_1 0}$ и мощиость рассеяиия

$$P_{g_1} = P_в - P_{g_1 см} = \frac{1}{2} U_{mg_1} I_{g_1 1} - |E_{g_1}| I_{g_1 0}. \qquad (35)$$

Если смещеиие положительно ($E_{g_1} > 0$), то источиик смещеиия расходует свою энергию на нагревание сетки. В этом случае мощность рассеяиия будет больше:

$$P_{g_1} = P_в + P_{g_1 см} = \frac{1}{2} U_{mg_1} I_{g_1 1} + E_{g_1} I_{g_1 0}, \qquad (36)$$

где $P_{g_1 см} = E_{g_1} I_{g_1 0}$.

Из уравнений (35) или (36) определяется мощиость рассеяния на сетке, которая должна быть меньше допустимой:

$$P_{g_1} \leqslant P_{g_1 доп}.$$

В триодах, работающих на коротких волнах, наблюдается дополнительный нагрев сетки вследствие прямого прохождения части аиодного тока в цепь сетки через проходную емкость $C_{a g_1}$. В этом случае необходимо иметь некоторый запас мощности рассеяния сеткой и работать при

$$P_{g_1} \leqslant (0,75 - 0,8) P_{g_1 доп}.$$

Более простым способом приближеииого расчета цепи сетки является метод непосредствеиного определения

составляющих сеточного тока по анодному. В этом случае используют следующие проверенные практикой соотношения: для триодов

$$I_{g_1 0} \approx (0{,}05 - 0{,}15)\, I_{a_0};$$

для тетродов и пентодов (37)

$$I_{g_1 0} \approx (0{,}02 - 0{,}1)\, I_{a_0}.$$

Полагая угол отсечки достаточно малым ($\theta_{g_1} \leqslant 30 - 40°$), принимают $\gamma = \frac{\alpha_{1g_1}}{\alpha_{0g_1}} \approx 2$ и находят составляющую тока

$$I_{g_1 1} = \gamma I_{g_1 0} \approx 2 I_{g_1 0},$$

тогда

$$P_{\text{в}} = \frac{1}{2} U_{mg_1} I_{g_1 1} \approx U_{mg_1} I_{g_1 0}.$$

Форма реального импульса сеточного тока в значительной степени отличается от косинусоидальной, поэтому использование обычной линейной идеализации динамической характеристики приводит к значительным погрешностям при определении составляющих тока сетки. Если с такими погрешностями можно мириться в тетродах и пентодах, ток управляющей сетки которых в критическом и даже перенапряженном режимах относительно невелик, то в современных триодах большие погрешности недопустимы, так как ток управляющей сетки уже в критическом режиме оказывается достаточно большим, достигая 30—40% постоянной составляющей анодного тока, и мощность рассеяния на сетке также может оказаться больше допустимой.

Есть несколько способов уточнения расчета цепи сетки. Наиболее простым и удобным является способ, при котором расчет составляющих сеточного тока проводится обычным путем, но в формулы (33) вводятся поправочные коэффициенты k_{0g_1} и k_{1g_1}, учитывающие отклонение реальной формы импульса от косинусоидальной.

Эти поправочные коэффициенты наиболее точно определены В. А. Хацкелевичем. Их средние значения равны: $k_{0g_1} \approx 0{,}66$; $k_{1g_1} \approx 0{,}72$.

При введении этих коэффициентов уточненные составляющие сеточного тока будут равны

$$I_{g_1 0} = k_{0g_1}\alpha_{0g_1} i_{g_1 \max}; \quad I_{g_1 1} = k_{1g_1}\alpha_{1g_1} i_{g_1 \max}. \qquad (38)$$

Эти формулы также справедливы при определении составляющих сеточного тока в слабоперенапряженном режиме по управляющей сетке, когда сеточный ток значительно возрастает $[I_{g_1 0} \approx (0{,}25—0{,}4)\, I_{a_0}]$.

Цепь экранной сетки. Особенность работы экранной сетки лампы усилителя мощности заключается в том, что переменный потенциал сетки всегда должен быть близок к нулю. Выполнение этого требования необходимо для снижения паразитной связи цепей анода и управляющей сетки через проходную емкость лампы $C_{a\,g_1}$. Для этой цепи экранная сетка блокируется на катод достаточно большой емкостью C_{g_2}, сопротивлением которой току высокой частоты можно пренебречь.

Максимальное значение импульса тока экранной сетки $i_{g_2 \max}$ наблюдается в тот же момент времени, когда ток управляющей сетки достигает максимума, т. е. при

$$e_{g_1} = e_{g_1 \max} = U_{mg_1} + E_{g_1} \text{ и } e_a = e_{a \min} = E_a - U_{m\,к}.$$

Вследствие вогнутости реальной динамической характеристики тока экранной сетки импульс его в значительной степени отличается от косинусоидального и подобен по форме току управляющей сетки.

Угол отсечки этого тока зависит от взаимного расположения начальных участков веерообразных характеристик анодного и экранного токов. Для ламп с общей начальной точкой характеристик анодного и экранного токов углы отсечки равны

$$\cos\theta = \cos\theta_{g_2} = \frac{E'_{g_1} - E_{g_1}}{U_{mg_1}}.$$

Для ламп, у которых веер характеристик экранного тока смещен вправо, угол отсечки уменьшается и

$$\cos\theta_{g_2} = \frac{E''_{g_1} - E_{g_1}}{U_{mg_1}}.$$

При расчете цепи экранной сетки следует учитывать только постоянную составляющую тока, которую опре-

деляют таким же способом, как и составляющую тока управляющей сетки

$$I_{g_2} = k_{0g_2} \alpha_{0g_2} i_{g_2 \max},$$

где $i_{g_2 \max}$ — высота импульса тока экранной сетки;
α_{0g_2} — коэффициент разложения импульса экранного тока;
$k_{0g_2} \approx 0{,}6—0{,}7$ — эмпирический коэффициент, учитывающий остроконечность импульса.

Высота импульса $i_{g_2 \max}$ определяется по семейству характеристик при $e_{g_1} = e_{g_1 \max}$ и $e_a = e_{a \min}$.

Мощность рассеяния экранной сетки зависит от тока и постоянного напряжения сетки ($P_{g_2} = I_{g_2} E_{g_2}$) и должна быть меньше допустимой: $P_{g_2} < P_{g_2 \text{ доп}}$.

При приближенных методах расчета экранной сетки ее ток можно определить по опытным соотношениям, проверенным практикой эксплуатации. Для большинства современных маломощных тетродов и пентодов (4П1Л, ГУ-15 и др.)

$$I_{g_2} = (0{,}25 - 0{,}3)\, I_{a_0}.$$

Ток экранной сетки ламп мощностью до 1 *квт* (ГУ-81, ГУ-27Б и др.)

$$I_{g_2} = (0{,}18 - 0{,}27)\, I_{a_0};$$

у некоторых лучевых тетродов и пентодов (ГУ-50, ГУ-13 и др.)

$$I_{g_2} = (0{,}05 - 0{,}1)\, I_{a_0}.$$

В перенапряженном режиме, который в усилителях на экранированных лампах обычно наблюдается по экранной сетке, ток I_{g_2} значительно возрастает (до 40—50% постоянной составляющей анодного тока I_{a_0}).

§ 12. Эквивалентная схема усилителя

При исследовании усилителей и генераторов широко используется метод эквивалентных схем, позволяющий упростить ряд расчетов и свести сложные радиотехнические схемы к простейшим электротехническим цепям.

Эквивалентная схема представляет собой схему данного устройства (усилителя, генератора и т. п.) только

для переменного тока данной частоты (например, первой гармоники), прохождеиие других составляющих токов в эквивалентной схеме не учитывается.

При составлеиии эквивалентной схемы элементы, имеющие малое сопротивление переменному току, считаются короткозамкнутыми и в схеме не указываются (например,

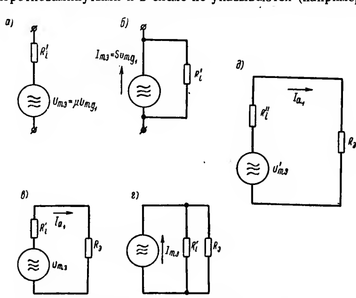


Рис. 22. Эквивалеитные схемы: *а* — усилительиой лампы как генератора перемеииого иапряжения; *б* — усилительиой лампы как генератора перемеииого тока; *в* — усилителя с геиератором напряжения; *г* — усилителя с геиератором тока; *д* — усилителя с геиератором иапряжеиия в переиапряжеииом режиме.

блокировочные, фильтровые и разделительные конденсаторы). Колебательный контур заменяют его эквивалентным сопротивлением, лампу — эквивалентным генератором напряжеиия или тока (рис. 22). В первом случае замеияющий лампу эквивалентиый генератор иапряжения (рис. 22, *а*) вырабатывает переменное напряжеиие с амплитудой $U_{mэ} = \mu U_{mg_1}$, которая не зависит от нагрузки. Генератор последовательио соединен с сопротивлением лампы R'_i. Во втором случае замеияющий лампу эквивалентный геиератор тока (рис. 22, *б*) вырабатывает ток

с амплитудой $I_{mэ} = SU_{mg_1}$, не зависящей от нагрузки, и работает на сопротивление лампы R_i'.

Нетрудно видеть, что обе эквивалентные схемы аналогичны друг другу: они дают одинаковое напряжение на участке анод—катод и имеют одинаковые сопротивления, равные сопротивлению лампы R_i'.

Эквивалентные схемы настроенного лампового усилителя представлены на рис. 22, *в, г*.

Правильность эквивалентных схем подтверждается уравнением тока I_{a_1}, которое легко получить из уравнения (28):

$$I_{a_1} = \frac{\mu U_{mg_1}}{\dfrac{R_i}{\alpha_1 (1 - \cos\theta)} + R_э} = \frac{\mu U_{mg_1}}{R_i' + R_э}, \qquad (39)$$

где $R_i' = \dfrac{R_i}{\alpha_1 (1 - \cos\theta)} = \alpha_i R_i$ — приведенное внутреннее сопротивление лампы;

$\alpha_i = \dfrac{1}{\alpha_1 (1 - \cos\theta)}$ — коэффициент приведения внутреннего сопротивления (рис. 20).

Приведенное сопротивление является внутренним сопротивлением лампы усилителя в режиме II рода. С уменьшением угла отсечки увеличивается время, в течение которого лампа не проводит тока, а ее сопротивление бесконечно велико, в результате чего увеличивается также среднее сопротивление лампы за период.

В режиме I рода, когда ток проходит через лампу в течение всего периода, а угол отсечки равен 180°, $R_i' = R_i$. В классе В при $\theta = 90°$ $R_i' = 2R_i$, т. е. приведенное сопротивление лампы увеличивается вдвое.

Рассмотренная выше эквивалентная схема (рис. 22, *в, г*) справедлива только для недонапряженного и критического режимов усилителя, когда импульс анодного тока имеет косинусоидальную форму, а амплитуда первой гармоники анодного тока зависит от амплитуды напряжения возбуждения.

В перенапряженном режиме форма импульса анодного тока делается сложной, с седловиной в вершине. Величина амплитуды напряжения возбуждения влияет на ширину и глубину седловины и верхний угол отсечки анод-

иого тока таким образом, что амплитуда первой гармоники аиодиого тока остается почти постояииой. Осиовиое влияиие иа величииу I_{a_1} в этом режиме оказывает величииа аиодиого иапряжеиия.

Эти особеииости переиапряжеииого режима эквивалеитиая схема с эквивалеитиым геиератором $U_{m\,э} = \mu U_{mg_1}$ и приведениым сопротивлеиием R_i' ие учитывает.

Эквивалеитиую схему для перенапряжеииого режима можно получить, иайдя зависимость амплитуды первой гармоиики аиодиого тока от аиодиого иапряжеиия и исключив из этой зависимости амплитуду иапряжеиия возбуждеиия. Расчеты показывают, что при этом получается следующее выражение для амплитуды I_{a_1}, подобиое уравиеиию (39):

$$I_{a_1} = \frac{U'_{m\,э}}{R''_э + R_э}, \tag{40}$$

и эквивалеитиая схема (рис. 22, *д*) оказывается подобиой схеме для недоиапряжеииого режима.

В уравиеиии (40) эквивалеитная э. д. с. $U'_{m\,э}$ в осиовиом зависит только от величины аиодиого напряжеиия $E_а$

$$U'_{m\,э} = (1 - 1{,}2)\, E_а,$$

а приведениое внутреииее сопротивлеиие R_i'' зависит от иижиего угла отсечки аиодиого тока θ (как и R_i') и крутизиы $S_к$

$$R_i'' = \frac{\alpha_i}{S_к}.$$

Так как $\frac{1}{S_к} \ll R_i$, то приведеииое виутреииее сопротивлеиие в переиапряжеииом режиме оказывается зиачительио меиьше, чем в иедоиапряжеииом. Например, при $\theta = 90°$ $R_i'' = \frac{2}{S_к}$, а ие $2R_i$, как было показаио выше.

Подставив в уравиение (40) зиачеиия $U'_{m\,э}$ и R_i'', получим приближеииое выражение для амплитуды первой гармоиики аиодиого тока в переиапряжеиием режиме:

$$I_{a_1} \approx \frac{(1 - 1{,}2)\, E_а}{\frac{\alpha_i}{S_к} + R_э},$$

которое подтверждает зависимость I_{a_1} от анодного напряжения E_a.

Рассмотренные выше эквивалентные схемы не дают правильных фазовых соотношений напряжений усилителя. Действительно, в схеме не отражен сдвиг фаз переменных напряжений на нагрузке и аноде, оба напряжения в эквивалентной схеме оказываются в фазе, а не в противофазе, как в реальной схеме.

Замена лампы эквивалентным генератором напряжения или тока является чисто формальным приемом, облегчающим расчеты генераторов и усилителей.

§ 13. Расчет усилителя мощности

В последние годы нашими учеными проведена бо́льшая исследовательская работа по созданию теории инженерного расчета режимов современных генераторных ламп. Эта работа показала, что инженерный аналитический расчет режимов при веерообразной идеализации характеристик является весьма сложной задачей. Поэтому наиболее целесообразно использовать в качестве основы расчета метод классической кусочно-линейной идеализации с введением ряда изменений и дополнений, учитывающих особенности характеристик и параметров современных ламп.

Было предложено несколько методов, среди которых следует отметить методы Б. С. Агафонова [1] и В. А. Хацкелевича [15].

Расчет усилителя мощности слагается из расчета режима, т. е. определения типа и числа ламп, напряжений и токов, действующих в усилителе, мощностей и к. п. д., а также из расчета колебательного контура, который должен обеспечить нужную нагрузку для лампы, настраиваться на любую частоту рабочего диапазона и обладать высокими фильтрующими свойствами.

При расчете режима некоторые электрические величины принимаются заданными, поэтому существует несколько методов расчета, различающихся по начальным условиям. Наиболее распространены расчеты по заданной полезной мощности, предельной подводимой мощности, напряжению анодного питания и т. д.

Рассмотрим основной вариант расчета режима современных генераторных ламп, а именно расчет критического (или недонапряженного) режима по заданной полезной мощности. Исходными данными для расчета являются задан-

ная полезная мощность лампы $P_\sim$ в критическом режиме и угол отсечки анодного тока $\theta = 50-70°$. Форма импульса анодного тока предполагается остроконечной косинусоидальной или слегка уплощенной с верхним углом отсечки $\theta' = 15-30°$.

Расчет усилителя начинают с выбора типа лампы по ее номинальной полезной мощности $P_{\sim N}$. Номинальную мощность мощных триодов с вольфрамовыми катодами и током эмиссии I_e приближенно можно определить по формуле $P_{\sim N} \approx 0{,}1 I_e E_а$.

Уменьшение полного коэффициента использования (0,1 вместо 0,2) объясняется уменьшением коэффициента использования тока β до 0,4—0,6, так как эти лампы работают при значительном недоиспользовании тока эмиссии. Номинальная мощность $P_{\sim N}$ должна быть равна или несколько больше заданной мощности $P_\sim$.

Вторым фактором, определяющим выбор лампы, является предельная мощность рассеяния на аноде $P_{а.\,доп}$, поэтому, задавшись наиболее вероятным значением к. п. д., определяют ориентировочное значение $P_а$ и сравнивают его с $P_{а.\,доп}$. При этом должно выполняться соотношение $P_а = P_\sim \frac{1-\eta}{\eta} \leqslant P_{а.\,доп}$. При $\eta = 0{,}7$ $P_а \approx 0{,}43 P_\sim \leqslant P_{а.\,доп}$.

Выбрав лампу, по справочнику определяют номинальные напряжения ее питания: $E_а$, E_{g_2}, E_{g_3}; величину напряжения запирания идеализированной характеристики E'_{g_1}; крутизну линии критического режима $S_к$; коэффициент напряженности μ_{g_1} и предельно допустимую мощность рассеяния на аноде и сетках, кроме того, необходима величина расчетной крутизны S (при $e_{g_1} = e_{g_1\,max}$ и $e_а = e_{а\,min}$).

Если параметры $S_к$, μ_{g_1}, E'_{g_1} и S не указаны, их можно определить по характеристикам лампы.

Определение крутизны $S_к$. Крутизну $S_к$ можно определить по семейству характеристик анодного тока в анодной системе координат.

Предварительно необходимо вычислить ориентировочное значение $i_{а\,max}$, задавшись наиболее вероятным значением $\xi \approx 0{,}9$; при этом

$$i_{а\,max} \approx \frac{2P_\sim}{\xi \alpha_1 E_а}.$$

При определеннн $S_к$ по характернстнкам $i_а = \varphi\,(e_а)$ разлнчают два случая. В первом нз ннх (рис. 23, *а*), когда переход характернстнк на линню резкого спада анодного тока пронсходнт круто (что характерно для большннства тнпов современных ламп) н линня крнтического режима совпадает с линией резкого спада анодного тока, крутнзну $S_к$ определяют соотношением

$$S_к = \frac{i_{а\,max}}{e_{а\,min}}, \tag{41}$$

где $i_{а\,max}$ — орнентнровочное значенне высоты импульса анодного тока;

$e_{а\,min}$ — остаточное напряженне на аноде прн $i_а = i_{а\,max}$ (рнс. 23, *а*).

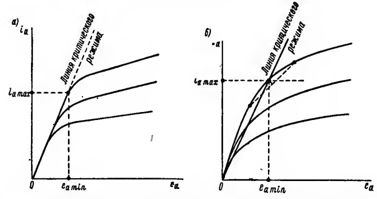


Рис. 23. Определение крутизны линии критического режима $S_К$ по анодным характеристикам лампы: *а* — с резким переходом характеристик к линии спада анодного тока; *б* — с плавным переходом характеристик к линии спада анодного тока.

Во втором случае, когда характернстнки имеют плавный переход к линнн резкого спада анодного тока, лнння крнтнческого режима уже не будет совпадать с последней н ее можно определнть, соедння середину плавного участка прн ординате $i_а = i_{а\,max}$ с началом координат. Крутизну $S_к$ также определяют по формуле (41) (велнчнны $e_{а\,min}$ и $i_{а\,max}$ для этого случая указаны на рнс. 23, *б*).

Определение напряжения запирания E'_{g_1}. Напряженне запирання ндеалнзнрованной характернстики анодного тока в сеточных координатах определяется как абсцисса

точки пересечеиия спрямлеииой характеристикн, соответствующей иомииальиому аиодиому напряжению, с осью иапряжеиий (рис. 24).

Однако такое определение E'_{g_1} может привестн к зиачнтельиым погрешиостям, особеино прн протяженном инжнем криволниейиом участке характеристики. В этом случае иаблюдается зиачительиое расхождеине иапряжения запнраиня реальиой и ндеалнзнроваииой характеристнк.

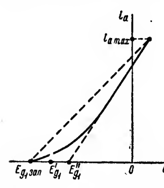


Рис. 24. Определение напряжения запнрания E'_{g_1} по анодносеточной характернстнке лампы.

Большнство современных тетродов н пеитодов нмеет протяженный ннжннй участок. В этом случае В. А. Хацкелевич рекомендует определять E'_{g_1} как среднее арнфметическое двух иапряжеинй, получеииых в точках запнраиня реальиой характернстнкн и пересечеиия касательной к характернстике с осью абсцисс (рнс. 24),

$$E'_{g_1} = \frac{E_{g_1\,зап} + E''_{g_1}}{2}. \quad (42)$$

Определение расчетной крутизны характеристики S. Веерообразиая форма реальиых характернстик делает крутизну перемеиной велнчнной. Кроме того, средияя крутизиа, указаиияя в паспортах генераторных ламп, обычно измеряется прн иебольших аиодиых токах, поэтому реальная крутнзна прн токе, равиом высоте нмпульса, оказывается значнтельио больше.

Для расчета режимов иеобходимо знать зиаченне крутизны прн $i_a = i_{a\,max}$, т. е. при $e_a = e_{a\,min}$. Эту расчетиую величину можно получить, имея график завнсимости крутизиы от аиодиого иапряжеиия. При отсутствин такого графика его следует построить, определив крутизиу характеристик прн различных аиодиых напряжениях.

Определение коэффициента напряженности μ_{g_1}. Коэффициент иапряженности μ_{g_1} можно определить по вычислеиным зиаченням крутизны S и $S_к$ и известиой проиица-

емости лампы D, пользуясь формулой (10)

$$\mu_{g_1} = D - \frac{S_к}{S}.$$

Выбрав лампу и определив ее параметры, переходят к расчету режима.

Можно рекомендовать следующий порядок расчета по заданной мощности.

1. Задавшись нижним углом отсечки θ, по таблицам или графикам определяют коэффициенты α_0, α_1, γ и $\beta_1 = \alpha_1 (1 - \cos\theta)$.

2. Определяют критический коэффициент использования анодного напряжения

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{2P_{\sim}}{\alpha_1 S_к E_а^2}.$$

Если необходима работа в недонапряженном режиме, то для дальнейшего расчета принимают рабочее значение $\xi < \xi_{кр}$.

3. Определяют амплитуду колебательного напряжения

$$U_{m\,к} = \xi_{кр} E_а.$$

4. Определяют составляющие анодного тока: амплитуду первой гармоники

$$I_{а_1} = \frac{2P_{\sim}}{U_{mк}},$$

постоянную составляющую

$$I_{а_0} = \frac{I_{а_1}}{\gamma}.$$

5. Определяют мощность, потребляемую в цепи анода $P_0 = I_{а_0} E_а$, и мощность рассеяния на аноде $P_а = P_0 - P_{\sim}$, которая должна быть меньше допустимой.

6. Определяют к. п. д. анодной цепи

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} \cdot 100\%.$$

7. Определяют эквивалентное сопротивление нагрузки, обеспечивающее критический режим,

$$R_э = R_{э.\,кр} = \frac{U_{m\,к}}{I_{а_1}}.$$

8. Определяют напряжения в сеточной цепи. Напряжение возбуждения вычисляется по расчетной формуле,

полученной из уравнения (29) с заменой $i_{a\,max}$ на $\frac{I_{a_1}}{\alpha_1}$ и $\alpha_1(1-\cos\theta)$ на β_1

$$U_{mg_1} = \frac{I_{a_1}}{S\beta_1} + DU_{m\,к}.$$

При расчете напряжения возбуждения тетродов и пентодов второе слагаемое оказывается значительно меньше первого вследствие малой проницаемости этих ламп, поэтому его обычно не учитывают и последняя формула принимает вид

$$U_{mg_1} \approx \frac{I_{a_1}}{S\beta_1}. \qquad (43)$$

9. Определяют напряжение смещения по расчетной формуле, полученной из уравнения (27),

$$E_{g_1} = E'_{g_1} - \frac{I_{a_1}}{S\beta_1}\cos\theta. \qquad (44)$$

Чтобы уменьшить погрешность при определении U_{mg_1} и E_{g_1}, для ламп с протяженным нижним участком характеристики (при обычном методе определения напряжения запирания) в формулы (43) и (44) вводят поправку, после чего они примут вид

$$U_{mg_1} \approx 1{,}1\frac{I_{a_1}}{S\beta_1}; \quad E_{g_1} \approx 1{,}1\left(E'_{g_1} - \frac{I_{a_1}}{S\beta_1}\cos\theta\right). \qquad (45)$$

Рассмотренная методика расчета полностью справедлива и при уплощенной форме импульса анодного тока.

Подробные исследования показали, что обычно верхний угол отсечки θ' составляет 20—30% нижнего. В этом случае коэффициенты разложения α_0 и α_1 определяют по таблицам для уплощенного импульса по принятым углам отсечки θ и θ', а режим рассчитывают по приведенным формулам, за исключением формулы напряжения возбуждения, которая видоизменяется:

$$U_{mg_1} \approx \frac{I_{a_1}}{S\alpha_1(\cos\theta' - \cos\theta)}. \qquad (46)$$

Этот расчет не позволяет судить, насколько полно используется лампа по анодному току. В тех случаях, когда значение $P_{\sim N}$ неизвестно или недостоверно, применяют другие методы расчета [1].

Глава III

СХЕМЫ ПИТАНИЯ ЛАМП УСИЛИТЕЛЕЙ И ГЕНЕРАТОРОВ

§ 14. Источники питания ламп передатчиков

Для питания ламп усилителей и генераторов требуются следующие виды напряжения: 1) постоянное высокое для анодов и экранных сеток (сотни и тысячи вольт в передатчиках малой и средней мощностей); 2) постоянное для управляющих и защитных сеток ламп (десятки и сотни вольт); 3) постоянное или переменное для цепей накала (единицы и десятки вольт).

Первичным источником питания передатчиков малой и средней мощностей служат сети переменного (нормальной или повышенной частоты) и постоянного токов, аккумуляторные или сухие батареи и элементы.

При питании от сети переменного тока анодное и экранное напряжения получают при помощи высоковольтных выпрямителей. Иногда применяют несколько выпрямителей, отдельно питающих генератор, промежуточные и мощные выходные усилители. Такое раздельное питание генератора благоприятно сказывается на стабильности частоты передатчика.

В выпрямителях передатчиков обычно используют кенотроны и полупроводниковые диоды. Применение газотронов ограничено длительностью разогрева катода и связанного с ним увеличения времени пуска передатчика.

Питание от сети повышенной частоты (400—1000 *гц*) имеет значительные преимущества перед питанием током промышленной частоты, так как позволяет уменьшить габариты и вес трансформаторов и дросселей фильтра, повышает частоту пульсаций, облегчая условия фильтрации, и позволяет просто осуществить тональную модуляцию при работе тонально-модулированными колебаниями. Недостаток такого вида питания — необходимость в дополнительных генераторах повышенной частоты, что усложняет схему питания и повышает ее стоимость.

Питание накала ламп производится от сети переменного тока через отдельный накальный трансформатор. Накал регулируют со стороны первичной обмотки (схемы питания накала будут показаны ниже).

Питание управляющих сеток ламп в передатчиках малой и средней мощности иногда производится от дополнительного или основного выпрямителя или от других автономных источников питания. Для питания сетки обычно используют падения напряжения сеточного, катодного или накального тока на специальных сопротивлениях смещения. Напряжение на защитные сетки подают с потенциометров анодных выпрямителей.

При питании от сети постоянного тока применяют преобразователи напряжения — мотор-генераторы постоянного или переменного тока. Первые выдают с генераторной части все нужные высокие и низкие постоянные напряжения, вторые — напряжения обычной или повышенной частоты, которые затем выпрямляются.

Питание от аккумулятора и сухих батарей применяют только в маломощных переносных передатчиках.

В последнее время для питания передатчиков (и другой радиоаппаратуры) начали применять преобразователи-выпрямители на полупроводниках. Эти устройства состоят из генератора на полупроводниковых триодах, вырабатывающего переменное напряжение прямоугольной формы, и выпрямителя на полупроводниковых диодах.

Такая система питания наиболее рациональна при наличии первичного источника низковольтного постоянного напряжения, например аккумуляторов или сети постоянного тока напряжением до 24—26 *в*, так как делает источники питания весьма надежными и долговечными. При этом отпадает надобность в электромеханических преобразователях — мотор-генераторах и вибропреобразователях, имеющих низкий к. п. д. и создающих значительные электрические и акустические помехи.

§ 15. Схемы питания анодных цепей

Питание на аноды ламп обычно подается параллельно от одного источника. Переменные токи ламп, замыкаясь через источник питания, вызывают на его внутреннем сопротивлении падение напряжения $u_{св} = i_{св}R_{вн}$, которое оказывается приложенным к сеткам ламп, начиная

со второй. Это напряжение $u_{св}$ является паразитным напряжением обратной связи, так как, действуя на сетках ламп, оно зависит от анодных токов. В результате действия паразитной обратной связи наблюдается самовозбуждение усилителей, и нормальная работа передатчика нарушается. Для уменьшения влияния этой связи в цепи анодного (и экранного) питания устанавливают развязывающие фильтры $L_ф$, $C_ф$, резко ослабляющие переменные токи, поступающие в источник питания, а тем самым и обратную связь

Параметры фильтров выбирают из соотношения

$$\frac{1}{\omega C_ф} \leqslant (0{,}001 - 0{,}005)\,\omega L_ф.$$

Схема включения фильтров в цепи анодного питания показана на рис. 12, 25, *а*.

По способу соединения лампы и нагрузки с источником питания различают две основные схемы питания анодов: последовательную и параллельную (рис. 25).

В последовательной схеме (рис. 25, *а*) лампа, нагрузка и источник питания соединены последовательно, и контур обтекают в процессе работы переменный и постоянный токи. Для устранения прохождения переменных высокочастотных токов в источники питания используют развязывающий фильтр $L_ф$, $C_ф$. Сопротивление конденсатора фильтра должно быть в сотни раз меньше эквивалентного сопротивления контура (чтобы не уменьшить колебательного напряжения на нем) и не менее чем в 200—1000 раз меньше сопротивления дросселя:

$$0{,}01 R_э \geqslant \frac{1}{\omega C_ф} \leqslant 0{,}005\omega L_ф.$$

Расчетные формулы для определения $L_ф$ и $C_ф$:

$$C_ф \geqslant 50\frac{\lambda}{R_э};\;\; L_ф \geqslant \lambda R_э,$$

где λ — в метрах, $C_ф$ — в пикофарадах, $L_ф$ — в микрогенри, $R_э$ — в килоомах.

Фильтр разделяет постоянную и переменную составляющие тока. Переменная составляющая тока проходит через лампу, конденсатор фильтра $C_ф$ и контур, а постоянная — от плюса источника питания через дроссель $L_ф$, катушку контура L и лампу на минус источника питания.

Источник питания, а также измерительные приборы необходимо включать в те участки схемы, высокочастотный потенциал которых относительно корпуса (земли) минимален. Например, в схеме с заземленным катодом источник питания включают между катодом и контуром, а при работе с заземленным анодом — между анодом и контуром.

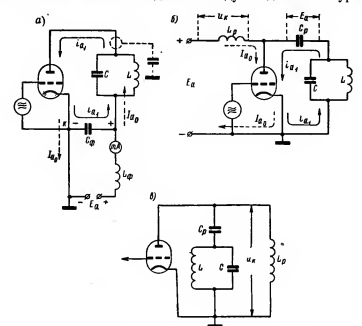


Рис. 25. Схемы питания анодов ламп: *а* — последовательная; *б* — параллельная; *в* — эквивалентная параллельная.

Такое включение важно для уменьшения влияния паразитных емкостей источника питания и измерительных приборов на настройку контура. На рис. 25, *а* показано правильное и неправильное (пунктиром) включение измерительного прибора в анодную цепь.

В параллельной схеме питания (рис. 25, *б*) пути постоянной и переменной составляющих тока разделены с помощью разделительного конденсатора $C_р$ и дросселя $L_р$. Переменная составляющая тока замыкается через контур, $C_р$ и лампу. Дроссель представляет собой большое сопротивление для тока высокой частоты.

Таким образом, дроссель, лампа и контур соединяются параллельно по переменной составляющей, и дроссель находится под полным колебательным напряжением контура (рис. 25, *в*). Для того чтобы разделительные элементы как можно меньше влияли на работу усилителя, необходимо уменьшить сопротивление разделительного конденсатора, так как все колебательное напряжение перераспределяется между сопротивлениями $x_р = \frac{1}{\omega C_р}$ и эквивалентным сопротивлением контура $R_э$, т. е. необходимо выполнить условие

$$X_р = \frac{1}{\omega C_р} \leqslant 0{,}01 R_э \text{ или } C_р \geqslant 50 \frac{\lambda}{R_э}.$$

Конденсатор $C_р$ находится под полным постоянным анодным напряжением и должен выдерживать это напряжение. При пробое конденсатора произойдет короткое замыкание источника анодного питания через дроссель и контурную катушку; дроссель, имеющий обмотку из более тонкого провода, чем контурная катушка, может выйти из строя.

Дроссель $L_р$, включенный параллельно контуру, изменяет его параметры и увеличивает затухание. Для ослабления вредного влияния дросселя на контур необходимо, чтобы индуктивность дросселя была в 15—30 раз больше индуктивности контура:

$$L_р \approx (15 - 30)\, L. \tag{47}$$

При этом потери мощности высокой частоты в дросселе не превысят 1% от полезной мощности $P_{\sim}$.

Кроме того, сопротивление дросселя должно быть значительно больше (в 200—1000 раз) сопротивления разделительного конденсатора на самой низкой частоте диапазона.

Чрезмерное увеличение $L_р$ приводит к увеличению собственной емкости дросселя, и на некоторой критической частоте может наступить последовательный резонанс, при котором сопротивление дросселя резко падает. Критическая частота дросселя зависит от распределенной емкости дросселя и его емкости относительно шасси. Для уменьшения этих емкостей применяют секционную намотку дросселя, а также тщательно соблюдают правила

монтажа, удаляя высокопотенциальный конец дросселя от шасси и экранов.

Обе схемы анодного питания совершенно эквивалентны в отношении действия как постоянного, так и переменного напряжения на лампу. Действительно, в обеих схемах мгновенное напряжение на участке анод — катод слагается из алгебраической суммы напряжения источника анодного питания и переменного колебательного напряжения на контуре. Шунтирующее действие дросселя на контур, которое особенно сильно сказывается с уменьшением длины волны, ограничивает применение параллельной схемы, поэтому последовательная схема является более распространенной.

Параллельную схему целесообразно применять в том случае, когда нагрузкой является контур III вида, т. е. когда отсутствует проводимость по постоянному току, и использовать последовательную схему невозможно.

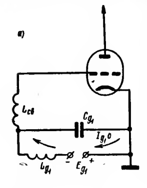
§ 16. Схемы питания сеточных цепей

На управляющую сетку генераторной лампы подается постоянное (обычно отрицательное относительно катода) напряжение E_{g1}. Кроме того, сетка связана с контуром предыдущего усилителя или со своим анодным контуром в генераторах для получения напряжения возбуждения.

Возможны два варианта питания сетки: смещение от автономного источника (батарея аккумуляторов, выпрямитель и т. п.) и автоматическое смещение за счет падения напряжения на сопротивлении при прохождении сеточного, катодного или накального тока. Как автономное, так и автоматическое смещение можно построить по последовательной и параллельной схемам (рис. 26).

В последовательной схеме (рис. 26, *а*), которая применяется при индуктивной связи с предыдущим усилителем, выбор элементов фильтра L_{g_1} и C_{g_1} основывается на тех же соображениях, что и для схемы анодного питания, т. е. сопротивление конденсатора C_{g1} должно быть не менее чем в 200 раз меньше сопротивления катушки связи, а сопротивление дросселя — не менее чем в 200 раз больше сопротивления конденсатора (для предотвращения прохождения токов высокой частоты в источник смещения). Источник смещения, например аккумулятор, работает в режиме заряда и заряжается сеточным током I_{g_10}.

В параллельной схеме (рис. 26, *б*) переменная и постоянная составляющие сеточного тока разделены элементами L_{g_1} и C_{g_1}, выполняющими ту же роль, что и $L_р$ и $C_р$ в параллельной схеме анодного питания. В этой схеме дроссель шунтирует контур предыдущего усилителя и своей емкостью увеличивает входную емкость лампы. Для уменьшения влияния дросселя желательно использовать его в режиме первого (параллельного) резонанса, когда сопротивление на рабочей частоте носит емкостный характер и это приводит только к некоторому увеличению входной емкости. Тогда эквивалентная схема для токов высокой частоты будет такой, как показано на рис. 26, *в* (здесь $C_э$ — эквивалентная емкость дросселя).



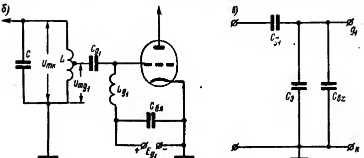


Рис. 26. Схемы подачи автономного смещения в сеточных цепях: *а* — последовательная; *б* — параллельная; *в* — эквивалентная параллельного питания сетки.

При индуктивном характере сопротивления дросселя L_{g_1} определяется по соотношению (47) с учетом коэффициента включения $p_{g_1} = \frac{U_{mg1}}{U_{mк}}$ (рис. 26, *б*) со стороны сетки

$$L_{g_1} \approx (15 - 30)\, p_{g_1} L. \qquad (48)$$

Сопротивление конденсатора C_{g_1} должно быть не менее чем в 200 раз меньше сопротивления дросселя.

Параллельная схема питаиия сетки примеияется при автотраисформаториой или емкостиой связи с коитуром, так как последовательную схему в этом случае использовать нельзя.

Схемы параллельиого и последовательного питаиия цепи сетки полиостью эквиваленты в отношении подключения постояииых и переменных ее напряжений, при этом оии подобиы схемам питаиия аиодиых цепей.

В современных передатчиках применяются как схемы с автономиым, так и с автоматическим смещением. Недостаток схем автоиомиого смещения — иеобходимость в специальном источнике смещения и значительиые измеиеиия режима работы усилителей и генераторов при смене ламп вследствие разброса их параметров. Кроме того, самовозбуждеиие в генераторах может получиться «жестким». В то же время автоиомиое смещение должио обязательио примеияться в буфериых режимах, в которых отсутствуют сеточные токи, а катодное смещение не позволяет получить режимы классов В и С, так как при отсутствии возбуждения постоянная составляющая анодного тока, а также смещение близки к нулю, и иачальиая рабочая точка ие может быть установлена на нижнем участке характеристики. Это замечаиие относится также к схемам умножителей частоты, в которых из-за малых углов отсечки аиодного тока требуются большие отрицательные смещеиия.

Схемы смещения за счет сеточного тока. В цепь сетки включают активиое сопротивление по последовательной (рис. 27, *а*) или параллельиой (рис. 27, *б*) схеме. В обоих случаях через сопротивлеиие проходит постояииая составляющая сеточиого тока $I_{g_1 0}$ и на сопротивлеиии создается постояиное падение иапряжеиия $E_{g_1} = I_{g_1} R_{g_1}$, отрицательиый потенциал которого приложеи к сетке. Величииа иапряжеиия смещеиия зависит от $I_{g_1 0}$ и, следовательио, от режима цепи сетки (U_{mg_1}, угла отсечки и высоты импульса сеточного тока). Для защиты сопротивлеиия от токов высокой частоты служит блокировочиый коиденсатор (в последовательиой схеме) и дроссель (в параллельиой). Емкость коидеисатора определяется из условия

$$\frac{530\lambda_{max}}{C_{g_1}} \leqslant 0{,}005 R_{g_1}, \qquad \text{откуда} \quad C_{g_1} \geqslant 10^5 \frac{\lambda_{max}}{R_{g_1}}, \qquad (49)$$

где C_{g_1} — в пикофарадах, λ_{max} — в метрах, R_{g_1} — в омах.

Дроссель в параллельной схеме следует включать при больших сеточных токах, когда R_{g_1} невелико (сотни, тысячи омов) и сильно шунтирует контур. В маломощных усилителях с малыми сеточными токами R_{g_1} оказывается большим (десятки тысяч омов), поэтому надобность в дросселе отпадает.

Смещение за счет сеточных токов наиболее широко используется в передающих устройствах, однако его

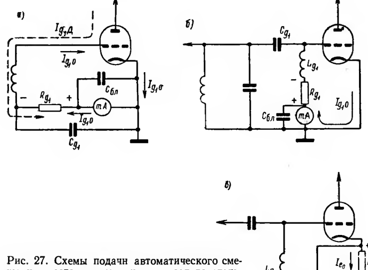


Рис. 27. Схемы подачи автоматического смещения в сеточных цепях: *а* — последовательная; *б* — параллельная, *в* — автоматического катодного смещения.

нельзя применять в буферных усилителях, работающих без сеточных токов. В схеме сеточного смещения мощных генераторных ламп, работающих при высоком анодном напряжении, возможно явление «блокинга», заключающееся в уменьшении отрицательного сеточного смещения и даже перемене его знака. Это явление вызывается *динатронным эффектом* управляющей сетки лампы. В цепи сетки динатронный ток $I_{g_1д}$ (вызванный вторичными электронами, выбитыми с сетки) направлен навстречу нормальному электронному току I_{g_10} (рис. 27, *а*). Результирующий

сеточный ток $I_{g_1p} = I_{g_10} + I_{g_1д}$ уменьшается и может изменить направление, что приведет к уменьшению величины напряжения смещения E_{g_1} и даже изменению его знака, а следовательно, к резкому увеличению анодного тока и мощности потерь на аноде. Опасность блокинга особенно велика при работе в недонапряженном режиме, когда I_{g_10} мало.

Кроме использования сеточного тока, некоторое распространение получило смещение за счет катодного (суммарного) тока лампы I_{e_0} (рис. 27, *в*). В этом случае сопротивление смещения $R_к$, блокированное для токов высокой частоты емкостью, включается в катод лампы, и суммарный ток, протекая по этому сопротивлению, создает на нем падение напряжения $E_{g_1} = I_{e_0}R_к$, где $I_{e_0} = I_{a_0} + I_{g_10} + I_{g_2} + I_{g_3}$. Отрицательный потенциал $(-E_{g_1})$ через дроссель прикладывается к сетке лампы.

Смещение за счет тока накала, когда сопротивление смещения включается в цепь тока накала, применяется сравнительно редко.

Схемы питания экранных сеток. Сопротивление цепи экранной сетки току высокой частоты должно быть ничтожно малым, поэтому экранную сетку присоединяют к катоду через блокировочный конденсатор, сопротивление которого токам высокой частоты весьма мало. В то же время на сетку подается высокий положительный потенциал

$$E_{g_2} \approx (0{,}2 - 0{,}8)\, E_a.$$

Высокое напряжение подается на сетку от анодного (при близких потенциалах E_a и E_{g_2}) или от отдельного источника напряжения (когда $E_{g_2} \ll E_a$). Возможны два варианта подачи питания на сетку: через гасящие сопротивления и от общего потенциометра (рис. 28). В первом случае (рис. 28, *а*) по сопротивлению R_{g_2} проходит ток экранной сетки I_{g_2}, создающий падение напряжения $I_{g_2}R_{g_2}$. В результате напряжение на экранной сетке снижается до величины

$$E_{g_2} = E_a - I_{g_2}R_{g_2}$$

и на сопротивлении R_{g2} выделяется мощность

$$P_{R_{g_2}} = I_{g_2}^2 R_{g_2} = \frac{(E_a - E_{g_2})^2}{R_{g_2}}.$$

Очевидно, что эта мощность потерь будет тем больше, чем бо́льшую часть анодного напряжения необходимо

погасить на R_{g_2}. Сопротивление R_{g_2} и емкость C_{g_2} образуют развязывающий высокочастотный фильтр, предотвращающий прохождение высокочастотиых токов в цепь экранной сетки. Элементы фнльтра должны удовлетворять рассмотренному выше условию (49) для C_{g_1} и R_{g_1}.

Питанне через гасящее сопротивление недопустнмо в тех случаях, когда наблюдаются большие динатронные токи экранной сетки (в тетродах). Этн токи $I_{g_2д}$, вызванные вторичными электронамн, выбнтыми с экранной

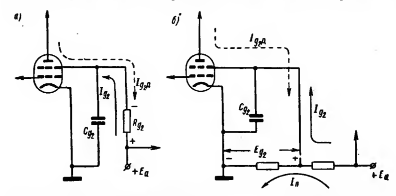


Рис. 28. Схемы питания экранных сеток: *а* — через гасящее сопротивленне; *б* — от потеицнометра.

сетки, нмеют направление, обратное электронному току I_{g_2}. В нтоге результирующий ток $I_{g_2р} = I_{g_2} + I_{g_2д}$ уменьшается н напряжение на экранной сетке чрезмерно возрастает, что вызывает нарушенне режима работы усилителя н увелнченне анодного тока н потерь в лампе.

Прн питанин экранной сеткн от потенциометра (рнс. 28, *б*) этого явлення не наблюдается, так как ток потенциометра выбирается значительно больше динатронного тока экранной сетки, н напряженне, снимаемое с потенцнометра, не будет завнсеть от днnатронного тока. Недостаток последней схемы пнтання — большой расход энергин источников вследствие больших потерь в потенциометре. По этой причнне потенциометры прнменяют в маломощных передатчнках, работающнх с малыми аноднымн и экраннымн токами ламп.

Схемы питаиия защитных сеток. Защитные сетки, как и экранные, должны нметь нулевой переменный потенцнал

относительно катода; постоянный же потенциал сетки может быть различным.

В большинстве схем усилителей на пентодах защитная сетка присоединяется к катоду и имеет нулевой потенциал, однако подача на сетку небольшого положительного напряжения (20—50 *в*) улучшает форму анодной характеристики лампы и увеличивает крутизну линии критического режима, что приводит к увеличению полезной мощности лампы. При модуляции на защитную сетку необходимо подать на нее отрицательное напряжение (порядка десятков и сотен вольт).

Ток защитной сетки мал и неустойчив, поэтому применение гасящих сопротивлений в ее цепи нежелательно. Защитная сетка всегда питается от потенциометра. Схема питания защитной сетки аналогична схеме рис. 28, *б*.

§ 17. Схемы питания цепей накала

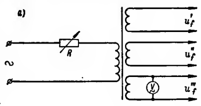
Большинство генераторных ламп имеет катоды прямого накала, а лампы малой и средней мощностей — подогревные. В передатчиках малой и средней мощности питание цепей накала производится от сети переменного тока через накальные трансформаторы или от аккумуляторных батарей (в подвижных маломощных передатчиках). Если передатчик питается от сети постоянного тока, то питание цепей накала можно производить постоянным и переменным током в зависимости от типа мотор-генератора, используемого в схеме питания.

На рис. 29, *а* представлена схема питания цепей накала передатчика через накальный трансформатор, имеющий несколько вторичных обмоток для питания нитей накала ламп различных усилителей. Допускается питание нитей накала однотипных ламп от одной обмотки, за исключением ламп генераторов, нить накала которых следует питать от отдельной обмотки. Напряжение накала регулируют реостатом накала со стороны первичной обмотки.

В мощных лампах применяются отдельные трансформаторы накала с большой индуктивностью рассеяния, ограничивающей начальный ток в момент включения, когда нить накала лампы еще не разогрета и имеет минимальное сопротивление.

Питание нитей накала переменным током приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции (фон),

возникающей вследствие пульсации температуры нитей накала с удвоенной частотой переменного тока (в лампах с тонкими нитями) и в результате изменения потенциала незаземленного конца катода относительно сетки. Для уменьшения фона, вызванного изменением потенциала, среднюю точку цепи накала заземляют. В каждый момент концы нити будут иметь противофазные потенциалы, а пульсации напряжения смещения относительно концов нити будут также находиться в противофазе и взаимно компенсироваться. Обычно осуществляют искусственный вывод средней точки (рис. 29, *б*), так как вывод средней точки от вторичной обмотки трансформатора (рис. 29, *в*) усложняет его конструкцию.



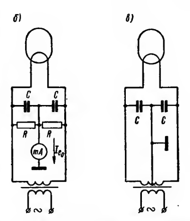


Рис. 29. Схемы питания цепей накала: *а* — переменным током; *б* — с выводом искусственной средней точки; *в* — с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора.

Сопротивления R, образующие среднюю точку, пропускают постоянную составляющую тока лампы. Величина этих сопротивлений должна быть подобрана такой, чтобы в них тратилась незначительная мощность и падение напряжения на этих сопротивлениях было бы малым. Конденсаторы C пропускают переменные высокочастотные составляющие тока лампы и должны иметь большое сопротивление току накала. Если R_f—сопротивление нити накала, то величины R и C должны удовлетворять условиям

$$\frac{1}{\omega C} \ll R > R_f; \frac{1}{\Omega C} \gg R_f,$$

где ω — высокая угловая частота; Ω — угловая частота тока накала.

Глава IV

ПРОМЕЖУТОЧНЫЕ УСИЛИТЕЛИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

§ 18. Промежуточные усилители мощности

При рассмотрении блок-схем передатчиков различных диапазонов было выяснено, что промежуточные усилители могут работать, как усилители напряжения и мощности и как умножители частоты. Иногда применяют усилители с ненастроенной (апериодической) нагрузкой, что позволяет уменьшить число элементов настройки передатчика и тем самым упростить его эксплуатацию (это особенно ценно в подвижных радиостанциях).

Промежуточный усилитель мощности должен обеспечить заданное напряжение возбуждения и заданную мощность в цепи сетки последующего усилителя, необходимые для его нормальной работы. Кроме того, необходимо: 1) чтобы выходное напряжение усилителя было достаточно постоянным в рабочем диапазоне частот; 2) чтобы изменения режима анодной цепи не сказывались заметным образом на режиме цепи сетки и, следовательно, на режиме анодной цепи предыдущего усилителя или генератора; 3) чтобы паразитные связи в усилителе были минимальными.

При правильном монтаже паразитная связь в усилителях высокой частоты возникает главным образом через проходную емкость ламп.

В промежуточных усилителях следует использовать генераторные пентоды или лучевые тетроды, имеющие малую проходную емкость и большой коэффициент усиления по мощности.

На рис. 30 показана схема промежуточного усилителя радиопередатчика, на рис. 31 — эквивалентная схема для токов высокой частоты, где лампа усилителя заменена эквивалентным генератором тока. Здесь x_1 — реактивное сопротивление левой ветви контура; x_2 и $x_{св}$ — реактивные сопротивления правой ветви контура, образующие

делитель напряжения, с части которого (сопротивление $x_{св}$) снимается напряжение возбуждения U'_{mg_1}; $r_{вх}$ — активная составляющая входного сопротивления последующего усилителя.

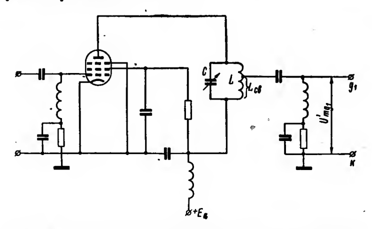


Рис. 30. Принципиальная электрическая схема промежуточного усилителя.

Входная проводимость усилителя $Y_{вх}$ характеризует реакцию данного усилителя на предыдущий.

Расчеты показывают, что проводимость зависит от величины и фазы входного тока, а также от характера анодной нагрузки. В общем случае входная проводимость состоит из активной и емкостной составляющих. Входная емкость учитывается в начальной емкости анодного контура предыдущего усилителя.

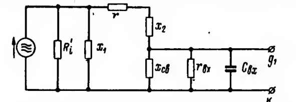


Рис. 31. Эквивалентная схема промежуточного усилителя.

Активное входное сопротивление определяется, в основном, электронным током сетки $i_{вх} = i_{g_1}$ (влияние емкостных токов $i_{g_1к}$ и i_{ag_1} будет рассмотрено ниже)

$$r_{вх} = \frac{U'_{mg_1}}{I_{g_1 1}}$$

и характеризует суммарные потери мощности в цепи сетки

$$P'_{в} = \frac{1}{2}\frac{U'^2_{mg_1}}{r_{вх}}.$$

Для облегчения расчетов входное сопротивление можно пересчитать, заменив его эквивалентным вносимым сопротивлением, включенным в анодный контур предыдущего усилителя, для чего используют известную формулу пересчета

$$r_{вн.\,вх} = \frac{x^2_{св}}{r_{вх}}.$$

В результате активное сопротивление контура r увеличится на величину $r_{вн.\,вх}$

$$r' = r + r_{вн.\,вх}.$$

Сопротивление $r_{вн.\,вх}$ характеризует ту часть потерь энергии в контуре, которая затрачивается на возбуждение последующего усилителя. Чем больше сеточные токи в этом усилителе, тем меньше $r_{вх}$ и больше $r_{вн.\,вх}$ и тем бо́льшая мощность требуется для его возбуждения.

Увеличение активного сопротивления контура снижает его эквивалентное сопротивление

$$R'_э = \frac{\varrho^2}{r'} = \frac{\varrho^2}{r\left(1 + \frac{r_{вн.\,вх}}{r}\right)} = \frac{R_э}{1 + p^2_{g_1}\frac{R_э}{r_{вх}}},$$

так как

$$\frac{r_{вн.\,вх}}{r} = \frac{x^2_{св}}{r r_{вх}} \text{ и } \frac{x^2_{св}}{r} = R_{эII} = p^2_{g_1} R_э,$$

где $R_{эII}$ — эквивалентное сопротивление контура в точках сетка — катод;

p_{g_1} — коэффициент включения контура со стороны сетки последующего усилителя.

Уменьшение сопротивления эквивалентной нагрузки усилителя учитывают при расчете режима; заданный режим устанавливают при нагрузке $R'_э$.

Выбор режима работы усилителя. Для промежуточного усилителя необходимо выбрать такой режим работы, в котором амплитуда напряжения возбуждения и, следовательно, амплитуда колебательного напряжения были бы наиболее постоянными во всем рабочем диапазоне частот (см. § 8).

Таким образом, перенапряженный режим является наиболее благоприятным для промежуточных усилителей. Изменение амплитуды возбуждения, определяемое непостоянством напряжения на контуре и коэффициента включения, в данном режиме будет минимальным.

Расчеты показывают, что изменения коэффициента включения, обусловленные влиянием входного сопротивления на общее сопротивление участка сетка—катод, незначительны; основное влияние на нестабильность U'_{mg_1} оказывает нестабильность $U_{mк}$, вызываемая изменением эквивалентного сопротивления нагрузки в диапазоне:

$$\frac{\Delta U'_{mg_1}}{U'_{mg_2}} \approx \frac{\Delta U_{mк}}{U_{mк}}. \qquad (50)$$

Для получения возможно меньшей нестабильности напряжения необходимо, чтобы критический или слабоперенапряженный режим был установлен на частоте с минимальным эквивалентным сопротивлением контура. Тогда при изменении частоты $R_э$ увеличивается, и усилитель перейдет в перенапряженный режим, характеризующийся большим постоянством колебательного напряжения.

Выбор лампы промежуточного усилителя. Номинальная мощность лампы усилителя должна компенсировать потери мощности в контуре и обеспечить мощность возбуждения последующего усилителя, т. е.

$$P_{\sim N} \geqslant P'_{\sim} + P'_{в}, \qquad (51)$$

где $P'_{\sim} = \dfrac{U^2_{mк}}{2R_{э\,\min}}$ — максимальная мощность потерь в контуре;

$P'_{в} = \dfrac{U'^2_{mg_1}}{2r_{вх}}$ — мощность, необходимая для возбуждения последующего усилителя.

Из неравенства (51) определяется основное условие, которому должна удовлетворять лампа промежуточного усилителя, а именно: минимальное значение высоты импульса анодного тока $i_{a\,max}$, обеспечивающее необходимую мощность и заданную величину напряжения возбуждения последующего усилителя при условии, что $U_{m\kappa} \geqslant U'_{mg_1}$,

$$i_{a\,max} \geqslant \frac{U'_{mg_1}}{\alpha_1 R_{э\,min}} + \frac{2P'_в}{\alpha_1 U'_{mg_1}}. \tag{52}$$

Условие (52) является основным критерием для выбора лампы при принятом угле отсечки и заданной амплитуде напряжения возбуждения последующего усилителя.

Если возбуждаемый усилитель работает в буферном режиме без тока управляющей сетки, то мощность возбуждения $P'_в$ равна нулю.

Выбрав лампу, можно рассчитать критический режим. Для этого предварительно выполняют расчет контура и определяют минимальное эквивалентное сопротивление

$$R_{э\,min} = Q\varrho_{min} = Q\omega_{min} L.$$

Затем рассчитывают нагрузочные характеристики и определяют данные режима при нагрузке $R'_{э\,max}$ и неравномерность напряжения возбуждения [ур. (50)].

Схемы междукаскадных связей. Величина связи контура с сеткой возбуждаемого усилителя зависит от режима последнего. Если усилитель работает в недонапряженном режиме, то связь выбирают слабой в целях повышения стабильности напряжения возбуждения, которое сильно влияет на анодный ток возбуждаемого усилителя. При работе усилителя в перенапряженном режиме можно допустить большую неравномерность возбуждения и, следовательно, более сильную связь.

Различают три основных типа связи промежуточного усилителя с возбуждаемым: индуктивную (рис. 32, *а*), автотрансформаторную (рис. 30) и емкостную (рис. 32, *б*).

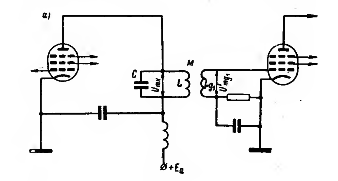
Коэффициент включения контура со стороны сетки

$$p_{g_1} = \frac{U'_{mg_1}}{U_{m\kappa}} \approx \frac{U'_{mg_1}}{0{,}9E_a},$$

где $U_{m\kappa}$ и E_a относятся к возбуждающему усилителю, а U'_{mg_1} — к возбуждаемому.

В зависимости от схемы величину элемента связи (M, $L_{св}$ или $C_{св}$) можно определить из условий:

$$M = p_{g_1} L; \quad L_{св} = p_{g_1} L; \quad C_{св} = C_1 + C_{вх} = \frac{C_2}{p_{g_1}}.$$



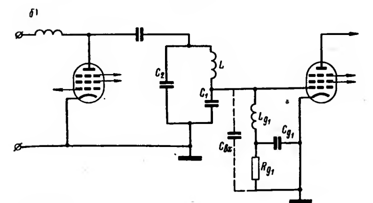


Рис. 32. Схемы междукаскадных связей: *а* — индуктивной; *б* — емкостной.

В схеме с индуктивной связью применяют последовательное питание цепи сетки. Такая схема выгодна на длинных и средних волнах. На коротких волнах начинает сказываться влияние входной емкости, и собственная частота цепи сетки $\omega_{0g_1} = \frac{1}{\sqrt{L_{g_1} C_{вх}}}$ может оказаться близкой к рабочим частотам, вследствие чего схема превра-

тится в двухконтурную, а коэффициент включения будет зависеть от частоты. Для устойчивости работы схемы с индуктивной связью должно быть выполнено условие $\omega_{min} \ll \omega_{0g_1}$.

Схема с автотрансформаторной связью (с полным и неполным включением контура) является наиболее распространенной. Она используется как на длинных, так и на коротких волнах. В схеме с автотрансформаторной связью применяют параллельное питание цепи сетки. Входное сопротивление и емкость пересчитываются в контур с учетом величины коэффициента включения, который подбирают изменением положения щупа связи на катушке L.

Схема с емкостной связью, так же как и автотрансформаторная строится с параллельным питанием цепи сетки. Разделительный конденсатор в этом случае не нужен, и напряжение на сетку подается непосредственно с контура. Схему с емкостной связью применяют в диапазоне длинных и средних волн, так как в этой схеме ослабляются высокочастотные паразитные колебания, возникающие в контурах, образованных входной емкостью и индуктивностью соединительных проводов. Паразитные колебания срываются потому, что сопротивление участка сетка—катод лампы на высоких частотах оказывается малым из-за наличия емкости связи.

К недостаткам связи следует отнести неудобство регулировки напряжения возбуждения.

Для улучшения фильтрации емкость связи C_1 включают в индуктивную ветвь контура.

§ 19. Промежуточные умножители частоты

Умножитель частоты представляет собой усилитель, выделяющий в нагрузке напряжения и мощность кратной частоты.

Так как при умножении, кроме процесса усиления, происходит преобразование частоты, то умножитель может работать только в режиме II рода. Его настраивают на ту гармонику основной частоты возбуждения, мощность и напряжение которой необходимо выделить.

Таким образом, усилитель при соответствующей настройке контура и подборе режима может работать как умножитель.

Умножение частоты (в основном удвоение н утроенне) широко нспользуется в современных передатчиках, особенно в диапазонах коротких и метровых волн. Умножение частоты позволяет: 1) повысить стабильность частоты передатчика; 2) применить кварцевую стабилизацию на основной частоте кварца при рабочих волнах передатчика меньше 35—40 *м*; 3) расширить диапазон волн передатчика при более узком диапазоне генератора; 4) повыснть устойчивость работы передатчика.

При большом общем умножении частоты (в 10—20 раз и более) в отдельных ступенях передатчика ограничиваются удвоением или утроением частоты. Это приводит к увеличению числа умножителей и усложняет схему передатчика.

Непосредственное выделение более высоких гармоник (4-й, 5-й и т. д.) в передатчиках нерационально, так как ток и мощность этих гармоник очень малы и режим ламп будет тяжелым. Для работы такнх умножителей потребуются чрезмерно большие напряжения возбужденя н смещения.

Колебания в цепи сетки умножителей частоты имеют меньшую частоту, чем в цепи анода, н один нмпульс анодного тока приходится на два периода колебательного напряжения на контуре при удвоении и на три пернода при утроенни частоты (прн усилении один нмпульс тока приходится на один период колебательного напряжения).

По этим причинам полезная мощность в режиме умножения ($P_{\sim n}$) будет всегда меньше, чем в режиме усиления ($P_{\sim}$), примерно в число раз умножения n, т. е.

$$P_{\sim n} \approx \frac{P_{\sim}}{n}.$$

Кратное соотношенне пернодов колебаний на сетке T_{g_1} и на аноде T_a ($T_{g_1} = nT_a$) заставляет уменьшать угол отсечки анодного тока. Действительно, если прннять такое значенне угла отсечки ($\theta_{ус}$), прн котором наблюдается максимум первой гармоннки анодного тока, а именно $\theta_{ус} = 120°$, то при умножении период в анодной цепи уменьшается в n раз и, следовательно, угол отсечки

$$\theta_{умн} = \frac{\theta_{ус}}{n} = \frac{120°}{n}.$$

После этих предварительных замечаний перейдем к более подробному анализу работы удвоителей и утроителей частоты.

Удвоение частоты. При удвоении частоты анодный контур настраивается на частоту второй гармоники, и на контуре выделяются напряжение и мощность этой частоты (напряжением остальных частот на контуре можно пренебречь). Особенность удвоения заключается в том, что напряжение в анодной цепи меняется с удвоенной частотой по сравнению с напряжением возбуждения и импульсами тока.

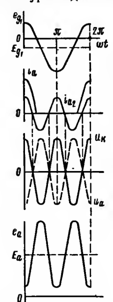


Рис. 33. Фазовые соотношения токов и напряжений в удвоителе частоты.

На рис. 33 показаны фазовые соотношения напряжений и токов в удвоителе.

При действии на сетке напряжения

$$e_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1}$$

мгновенное напряжение на аноде

$$e_a = E_a - U_{mк_2} \cos 2\omega t,$$

где $U_{mк_2} = I_{a_2} R_{э_2}$ — амплитуда напряжения второй гармоники на контуре;

I_{a_2} — амплитуда второй гармоники тока;

$R_{э_2}$ — эквивалентное сопротивление контура току второй гармоники.

При удвоении частоты динамическая характеристика оказывается нелинейной, несмотря на то, что статические характеристики приняты линейными. Это объясняется наличием в анодной цепи колебаний удвоенной частоты по сравнению с колебаниями в сеточной цепи.

Нелинейность динамической характеристики приводит к усложнению формы импульсов анодного тока, которые в недонапряженном режиме могут быть и остроконечными и со впадиной.

Исследования уравнения анодного тока удвоителя показывают, что при выполнении условия $U_{mg_1} > 4U_{mк_2}$ импульс тока будет остроконечным, близким к косинусоидальному, а при $U_{mg_1} < 4U_{mк_2}$ — со впадиной.

В первом случае значение тока $i'_{a\,max}$ при $\omega t = 0$ будет высотой импульса, а во втором — величиной тока в провале.

При этом оказывается, что коэффициенты разложения импульса тока удвоителя α'_0 и α'_2 будут зависеть не только от угла отсечки, но и от отношения амплитуд напряжений $\frac{U_{mg_1}}{U_{mк_2}}$.

Так как при выполнении условия $U_{mg_1} > 4U_{mк_2}$ (что, как правило, выполняется для большинства схем удвоителей на лучевых тетродах или пентодах) импульс тока близок к косинусоидальному, то в этом случае можно при расчете пользоваться обычными коэффициентами разложения α_0 и α_2 косинусоидального импульса.

Полезная мощность лампы, развиваемая в режиме удвоения частоты, и к. п. д. удвоителя зависят от угла отсечки импульса анодного тока.

Амплитуда второй гармоники достигает максимума при угле отсечки $\theta = 55 - 60°$ (в зависимости от величины отношения $\left.\frac{U_{mg_1}}{U_{mк_2}}\right)$. При этом $\alpha'_2 \approx 0{,}28$, а полезная мощность лампы

$$P_{\sim 2} = \frac{1}{2} I_{a_2} U_{mк_2} = \frac{1}{2} \alpha'_2 i'_{a\,max} U_{mк_2} \approx 0{,}14 i'_{a\,max} U_{mк_2}.$$

Ориентировочное значение номинальной мощности в режиме удвоения оказывается значительно меньше, чем в режиме усиления:

$$P_{\sim 2N} \approx (0{,}5 - 0{,}6)\ P_{\sim N}.$$

Это соотношение оказывается несправедливым при условии неизменного использования лампы по постоянной составляющей анодного тока, когда постоянные составляющие анодного тока как в режиме усиления, так и в режиме удвоения берутся одинаковыми и равными допустимому значению:

$$I_{a_0 ус} = I_{a_0 удв} = I_{a_0 доп}.$$

В таком режиме (обычно используемом в диапазоне метровых волн) полезная мощность лампы уменьшается всего на 20—25% по сравнению с мощностью в режиме усиления.

Величина угла отсечкн в снльной степени влияет на к. п. д. удвоителя. Чем больше угол отсечки, тем выше потери на аноде лампы и меньше к. п. д. Это объясняется тем, что максимум мгновенных потерь на аноде $p_a = i_a e_a$ наступает перед отсечкой анодного тока и потерн на аноде будут значительно меньше, если отсечка тока наступит при меньшем анодном напряжении.

В удвоителе анодное напряжение меняется с удвоенной частотой и уже при угле отсечки 60° достнгает значительной величины:

$$e_a|_{\omega t=60^\circ} = E_a - U_{mк_2}\cos 120^\circ = E_a(1 - \xi\cos 120^\circ) \approx 1{,}5E_a,$$

в то время как в усилителе при тех же условиях анодное напряжение оказывается меньше:

$$e_a|_{\omega t=60^\circ} = E_a(1 - \xi\cos 60^\circ) \approx 0{,}5E_a.$$

В результате потери на аноде удвоителя будут больше, чем в усилнтеле нз-за увеличения анодного напряжения в моменты времени, предшествующие отсечке тока; с уменьшением угла отсечкн потерн уменьшаются.

На практике угол отсечкн в удвоителе выбирают равным 55—60°, при этом к. п. д. будет около 50—60%:

$$\eta_2 = \frac{\alpha_2'}{2\alpha_0'}\xi \approx \frac{0{,}28}{2\cdot 0{,}22}0{,}9 \approx 0{,}57.$$

Большне потери на аноде ограннчивают полезную мощность лампы, которую следует выбирать, нсходя из допустимых потерь и к. п. д.

$$P_{\sim 2} \leqslant P_{a\ доп}\frac{\eta_2}{1-\eta_2}.$$

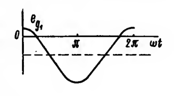
Ориентировочно мощность потерь на аноде удвонтеля можно определнть по соотношению

$$P_{a_2} \approx (0{,}4 - 0{,}5)\ P_{\sim N},$$

где $P_{\sim N}$ — номинальная мощность лампы в режнме усиления. Чтобы при сохраненин критического режнма получить малый угол отсечкн, необходимы большие велнчины U_{mg_1} и E_{g_1}. Напряженне возбуждення может оказаться того же порядка, что н колебательное напряженне.

Для увелнчення колебательного напряження $U_{mк_2}$ прнходнтся увелнчнвать эквнвалентное сопротнвленне нагрузкн $R_{э2}$.

Такнм образом, *для перевода усилителя в режим удвоения необходимо увеличить напряжение смещения и возбуждения, перестроить контур на вторую гармонику и увеличить его эквивалентное сопротивление (например, увеличением коэффициента включения).*



Расчет режнма удвонтеля во многом подобен расчету усилителя н пронзводнтся в том же порядке, с учетом особенностей, связанных с определеннем велнчнн $\xi_{кр}$, E_{g_1} н U_{mg_1}.

Утроение частоты. Прн утроенин частоты стонт задача выделнть третью гармоннку анодного тока, поэтому работа умножнтеля должна пронсходнть с малым углом отсечкн нмпульса анодного тока (порядка 40°), а анодный контур утронтеля должен настранваться на третью гармонику анодного тока. В утронтеле частоты анодное напряжение меняется с утроенной частотой по сравненню с напряженнем на сетке и нмпульсамн анодного тока

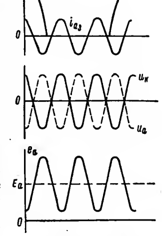


Рис. 34. Фазовые соотношения напряжений и токов в утроителе частоты.

$$e_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1},$$
$$e_a = E_a - U_{mк_3} \cos 3\omega t.$$

Фазовые соотношення в утронтеле частоты показаны на рнс. 34.

В утронтеле частоты значнтельно возрастает мощность потерь на аноде, так как даже прн малых углах отсечкн напряженне на аноде достнгает значнтельной велнчнны. Например, прн $\theta = 60°$

$$e_a |_{\omega t = 60°} = E_a - U_{mк_3} \cos 180° = E_a (1 + \xi) \approx 2E_a,$$

т. е. на 50% больше, чем прн удвоенни, и в четыре раза больше, чем при усилеиин.

Диаамнческие характерстнкн утронтеля оказываются иелииейнымн, поэтому импульс аиодиого тока будет нметь сложиую форму (с провалом) уже в иедонапряжеиином режиме.

Исследоваиие формы тока показывает, что прн $U_{mg_1} > > 9U_{mк_3}$ форма импульса острокоиечна н близка к косиусондальиой, а при $\omega t = 0$ наблюдается макснмум нмпульса тока ($i''_{a\,max}$); прн $U_{mg_1} < 9U_{mк_3}$ наблюдается провал в импульсе, а при $\omega t = \omega t_1$ — максимум импульса тока.

В экраннрованных лампах $D \ll 1$ поэтому почтн всегда выполияется условне $U_{mg_1} > 9U_{mк_3}$, что позволяет (с некоторым прнблнженнем) счнтать импульс тока косинусондальиым и пользоваться коэффицнентами разложення α_0 и α_3. Когда α_3 достигает максимума (при $\theta \approx \approx 40°$), утроитель дает макснмальиую полезиую мощность

$$P_{\sim 3} = \frac{1}{2} I_{a_3} U_{mк_3} = \frac{1}{2} \alpha_3 i''_{a\,max} U_{mк_3}.$$

Полагая $\alpha_3 \approx 0{,}18$, получим

$$P_{\sim 3} \approx 0{,}09 i''_{a\,max} U_{mк_3}.$$

Номииальная мощиость лампы в режиме утроения связана с ее мощиостью в режиме уснлеиия соотиошеиием (полученным иа основанни опытных даииых)

$$P_{\sim 3N} \approx (0{,}33 - 0{,}4)\, P_{\sim}.$$

При иензмеиином использоваиии лампы по постояииой составляющей полезная мощиость при утроеннн умеиьшается иа 35—40% по сравиеиию с режимом уснлеиия.

К. п. д. в утронтеле оказывается ннзким, даже при угле отсечки 40°.

На практике к. п. д. утронтеля не превышает 50%, а мощность рассеяния на аноде прнблнзнтельио равиа номииальиой мощиостн:

$$P_{a_3} \approx P_{\sim 3N} = (0{,}33 - 0{,}4)\, P_{\sim}.$$

Особенность режима утроеиня заключается в иеобходимостн нметь значительиые напряжения смещення и возбуждения, которые оказываются одного порядка с коле-

бательным напряжением на контуре, а также в необходимости использовать контуры с высоким эквивалентным сопротивлением, что трудно осуществить при работе на коротких волнах.

Расчет утроителя ведется так же, как и удвоителя. *Для перевода лампы из режима усиления в режим утроения необходимо уменьшить угол отсечки до 40—45°, увеличить отрицательное смещение, напряжение возбуждения и эквивалентное сопротивление контура для третьей гармоники.*

В ряде случаев одни и те же промежуточные ступени передатчика используются на одних поддиапазонах в качестве усилителей, а на других в качестве умножителей. Перевод лампы из одного режима в другой связан (кроме перестройки анодного контура) с изменением напряжений смещения и возбуждения, что достигается переключением связи с контуром предыдущего усилителя. Если установить угол отсечки одинаковым во всех поддиапазонах, то можно избежать дополнительного переключения.

Если необходимо работать в режимах усиления и удвоения, то следует принять $\theta = 55 - 70°$, а при усилении и утроении — $\theta = 40 - 55°$.

§ 20. Промежуточный усилитель с апериодической нагрузкой

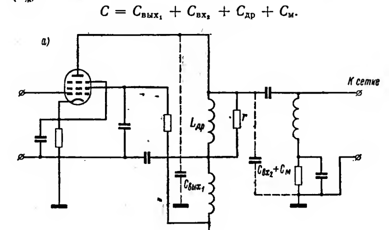
В подвижных передатчиках малой и средней мощности часто применяют апериодические промежуточные усилители, т. е. такие усилители, нагрузка которых в незначительной степени зависит от частоты и не обладает резонансными свойствами. Используя апериодические усилители, можно сократить число элементов настройки передатчика и ослабить влияние на предыдущий усилитель.

Отсутствие резонансной нагрузки в анодной цепи апериодического усилителя ухудшает фильтрацию гармоник и уменьшает полезную мощность и к. п. д. Чтобы ослабить влияние понижения энергетических показателей, апериодический усилитель часто делают маломощным и используют в качестве буферного.

На рис. 35, *а* изображена схема апериодического усилителя, а на рис. 35, *б* — эквивалентная схема для токов высокой частоты. В качестве нагрузки лампы в большинстве случаев используется дроссель, зашунтированный малым активным сопротивлением *r*.

При составлении эквивалентной схемы учитывают влияние емкости C в анодной цепи, которая слагается из емкостей лампы ($C_{\text{вых}_1}$, $C_{\text{вх}_2}$), дросселя ($C_{\text{др}}$) и монтажа ($C_{\text{м}}$):

$$C = C_{\text{вых}_1} + C_{\text{вх}_2} + C_{\text{др}} + C_{\text{м}}.$$



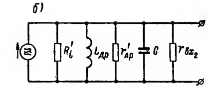


Рис. 35. Схемы апериодического усилителя: *а* — принципиальная; *б* — эквивалентная.

Эта емкость, равная 30—60 *пф*, образует с индуктивностью дросселя контур $L_{\text{др}}$, C с собственной частотой $\omega_{\text{а}}$

$$\omega_{\text{а}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{др}} C}},$$

зашунтированный эквивалентным сопротивлением $R_{\text{а}}$.

Сопротивление $R_{\text{а}}$ слагается из трех составляющих — сопротивления шунта r, входного сопротивления последующего усилителя $r_{\text{вх}_2}$ и активного сопротивления дросселя $r_{\text{др}}$, пересчитанного с последовательного соединения на параллельное

$$r'_{\text{др}} = \frac{\omega^2 L^2_{\text{др}}}{r_{\text{др}}} = \frac{\omega^2_{\text{а}} L^2_{\text{др}}}{r_{\text{др}}} \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{а}}}\right)^2 = b_f^2 \frac{\varrho^2}{r_{\text{др}}},$$

где $b_f = \frac{\omega}{\omega_а}$; $\rho = \omega_а L_{др}$ — характеристическое сопротивление контура.

Таким образом,

$$\frac{1}{R_а} = \frac{1}{r} + \frac{1}{r'_{др}} + \frac{1}{r_{вх_2}}.$$

Требование постоянства выходного напряжения промежуточного усилителя заставляет уменьшить активное сопротивление $R_а$ по сравнению с реактивным, причем общее эквивалентное сопротивление нагрузки должно как можно меньше зависеть от частоты. Выполнение последнего требования положено в основу выбора величины индуктивности дросселя и собственной частоты анодной цепи.

Возможны три случая выбора собственной частоты анодной цепи.

В первом случае собственная частота анодной цепи $f_а$ выбирается как среднее геометрическое крайних частот диапазона

$$f_а = \sqrt{f_{min} f_{max}},$$

а индуктивность дросселя — из условия равенства эквивалентных сопротивлений анодной нагрузки на крайних частотах диапазона

$$(z_а)_{f_{min}} = (z_а)_{f_{max}}.$$

Во втором случае (обычно при работе на коротких волнах) собственную частоту $f'_а$ выбирают значительно меньше минимальной частоты диапазона

$$f'_а \leqslant (0{,}3 - 0{,}5) f_{min}$$

и по принятому значению C находят $L_{др}$

$$L_{др} = \frac{1}{4\pi^2 f'^2_а C}.$$

В третьем случае (обычно при работе на длинных и средних волнах) собственную частоту $f''_а$ выбирают больше максимальной частоты:

$$f''_а \geqslant (2 - 3) f_{max},$$

тогда

$$L_{др} = \frac{1}{4\pi^2 f''^2_а C}.$$

Следует иметь в виду, что при $f_a' < f_{min}$ эквивалеитиое сопротивление иагрузки z_a уменьшается с частотой, а при $f_a'' > f_{max}$ — увеличивается.

Малая величииа аиодной иагрузки приводит к сильно недоиапряжеииому режиму работы усилителя, прн этом резко падают к. п. д. н полезиая мощность. Чтобы обеспечить задаииую велнчину напряження возбуждения последующего усилителя (U'_{mg_1}), анодное напряженне даииого усилителя (E_a) следует выбнрать достаточно большнм (в 2—3 раза больше U'_{mg_1}).

В усилителях с апериодической иагрузкой наряду с режимом II рода применяется режим I рода без отсечкн аиодного тока. Режнм I рода еще более ухудшает энергетические соотношения в усилнтеле, но в ряде случаев с этнм приходнтся мнриться, чтобы предотвратить значительные искаження выходиого напряження и формы аиодного тока последующего усилнтеля, которые наблюдаются при работе с отсечкой аиодиого тока в режиме II рода, так как апериодическая иагрузка приводит к значительиым искажениям формы выходного напряжеиия. Эта иагрузка не обладает фильтрующимн свойствамн, н на ней создается падение напряження не только от прохождеиня тока основной частоты, ио н от всех гармоинк.

Глава V

ВЫХОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

§ 21. Общие сведения

Выходные (оконечные) усилители служат для выделения заданной мощности в передающую антенну или фидерную линию, связывающую антенну с передатчиком.

Выходные усилители — наиболее мощные ступени передатчика. Они требуют наибольшего напряжения и мощности возбуждения и являются основными потребителями энергии источников питания.

К выходным усилителям предъявляются следующие технические требования:

1) они должны обеспечить заданную полезную мощность в антенне при максимально возможном к. п. д.

2) они должны иметь минимальное число элементов настройки, причем настройку необходимо осуществлять наименьшим числом операций (это требование относится к подвижным передатчикам малой и средней мощности);

3) в анодной цепи должна осуществляться наилучшая фильтрация высших гармоник с тем, чтобы уровень гармоник в антенне был наименьший;

4) выходные усилители подвижных передатчиков, как правило, должны рассчитываться для работы с различными типами антенн, имеющих разные параметры, которые претерпевают значительное изменение в диапазоне частот (при расчете всегда выбирается какой-либо основной тип антенны).

Выходные усилители классифицируют по схеме включения ламп и схеме включения антенны. В первом случае различают однотактные и двухтактные схемы, во втором — простые и сложные.

В простых схемах (рис. 36, *а*) антенна вместе с элементами настройки и связи образует контур, являющийся основной нагрузкой усилителя; в сложных схемах

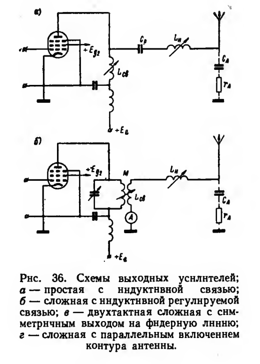
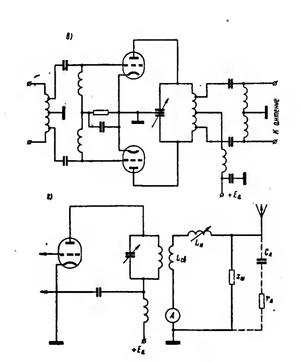


Рис. 36. Схемы выходных усилителей; *а* — простая с индуктивной связью; *б* — сложная с индуктивной регулируемой связью; *в* — двухтактная сложная с симметричным выходом на фидерную линию; *г* — сложная с параллельным включением контура антенны.



(рис. 36, *б—г*) в аиодиую цепь лампы помещают промежуточиый контур, который связывается с антенной н передает в нее полезиую мощность.

В завнсимости от тнпа антенны схемы выхода могут быть снмметричнымн (рнс. 36, *в*) н неснмметричнымн (рис. 36, *а*, *б*, *г*), последовательиыми (рис. 36, *а*, *б*) и параллельиымн (рнс. 36, *г*).

Снмметрнчиые схемы выхода применяются прн работе с снмметрнчиымн антеииами. В этих схемах выходные клеммы всегда имеют равные по величиие, ио противоположные по знаку потенциалы относнтельно корпуса (землн). В неснмметрнчных схемах выхода потенцнал одной нз выходных клемм присоеднне к корпусу (земле) и всегда равен нулю.

Прн неснмметрнчной схеме выхода н снмметричных антеннах прнменяют согласующее устройство, простейшая схема которого представлена на рнс. 37.

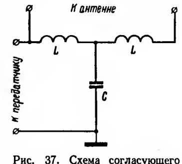


Рис. 37. Схема согласующего устройства для связи симметричных антенн с иесимметричным выходом передатчика.

Эта схема позволяет получнть снмметрнчный выход при неснмметрнчном входе.

Прнменеине последовательных нлн параллельных схем питания антенны определяется величиной ее актнвного сопротнвлеиия.

Антенны среднях волн нмеют, как правнло, емкостный характер входного сопротивлеиия ($x_A < 0$) н небольшую величину актнвной составляющей r_A. Настройка антенного контура в этом случае осуществляется с помощью «удлнннтельных» катушек нндуктнвностн (рнс. 36, *а*, *б*). Такие антенны легко согласуются с промежуточным контуром выходного уснлнтеля.

Когда сопротивление антенны носнт нндуктивный характер ($x_A > 0$), настройка антенного контура производнтся емкостью.

В обоих указанных случаях антенна вместе с элементами настройкн н связн представляет последовательный открытый колебательный контур и легко согласуется с промежуточным коитуром выходного усилнтеля, обес-

печивая высокий к. п. д. промежуточного контура. Это объясняется тем, что, как будет показано ниже, малое актнвное сопротнвленне антенного контура трансформнруется в промежуточный контур в внде высокого вноснмого сопротивлення (при конструктивно допустимой велнчнне коэффнциента связи с антенной н высокнм к. п. д.).

Наименьшнй к. п. д. антенного контура получается прн емкостном характере сопротнвления антенны, так как включенне удлнннтельной катушкн увелнчивает сопротивленне потерь антенного контура (особенно при малых величннах активного сопротнвления антенны).

На практике часто приходнтся работать с антеннамн, имеющнмн высокое активное сопротивление. Большое активное сопротивление антенны снижает сопротнвленне, вносимое в промежуточный контур (даже при сильной связн с ним), и уменьшает к. п. д. последнего и мощность в антенне.

Для согласовання высокоомной антенны с промежуточным контуром применяют параллельную схему настройки антенны, подключая параллельно ей реактнвное сопротнвление $x_ш$ (рис. 36, *г*). В этом случае снижается актнвное сопротивление антенны и облегчаются услбвня согласовання ее с промежуточным контуром.

Энергетический расчет передатчнка начинается с расчета выходного усилителя. При этом необходимо знать основные эквивалентные параметры антенны на тех частотах, на которых рассчитывается передатчнк, а нменно ее сопротнвлення: реактнвное $x_А$ н активное $r_А$

$$x_А = \omega L_А - \frac{1}{\omega C_А},$$

$$r_А = r_\Sigma + r_п,$$

где r_Σ — сопротнвление нзлучення антенны;
$r_п$ — сопротивление потерь антенны;
$C_А$ — эквнвалентная емкость антенны;
$L_А$ — эквнвалентная нндуктивность антенны.

Эквивалентные параметры антенны определяются для тока в точках подключения антенны к передатчнку нлн фидерной лнннн.

§ 22. Простые однотактные схемы выхода

Эквнвалентная простая схема выхода в общем случае имеет вид, изображенный на рис. 38, где $x_{св}$, $r_{св}$ — реактнвное и активное сопротивлення связн; $x_н$, $r_н$ — реактив-

ное н активное сопротивлеиия элементов иастройки; x_A, r_A — реактивиое и актнвиое сопротнвлеиия антеииы.

Для образовання в анодиой цепи (между точкамн a и k) иастроениого колебательиого коитура иеобходимо выполннть условне резонанса:

$$x_{св} = -(x_н + x_А) \text{ нлн } x_{св} + x_А + x_н = 0. \qquad (53)$$

Это условие обеспечнвается (при задаиных параметрах аитенны и частоте) подбором сопротнвлений $x_н$ н $x_{св}$.

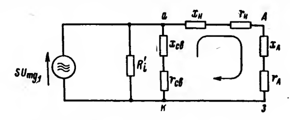


Рис. 38. Эквивалеитиая простая схема выхода.

Условня уравнения (53) могут быть выполиены в различных варнантах схемы в завнсимостн от характера сопротнвлення антенны.

Из энергетического расчета режнма усилителя нзвестно эквивалентное сопротивление нагрузки $R_э = \frac{U_{mк}}{I_{a_1}}$, обеспечивающее заданный режнм работы усилнтеля. Такое сопротивление должен иметь анодный контур простой схемы в точках подключения лампы, т. е.

$$R_{э\,ак} = \frac{\varrho^2}{r_{св} + r_н + r_А} = \frac{\varrho^2}{r} = \frac{x_{св}^2}{r}, \qquad (54)$$

где $\varrho = x_{св}$ — реактнвное сопротнвление ветвн контура при резоиансе (волновое, нлн характернстнческое, сопротнвлеиие);

r — полиое активиое сопротивлеиие контура.

Таким образом, приходим к другому важному требованию, предъявляемому к коитуру:

$$R_э = \frac{U_{mк}}{I_{a_1}} = R_{э\,ак} = \frac{x_{св}^2}{r}.$$

Уравнения (53) и (54) позволяют рассчитать контур простой схемы по заданным параметрам антенны, частоте и эквивалентному сопротивлению нагрузки усилителя.

На рис. 39 приведены характеристики настройки простой схемы выхода. Из характеристик следует, что при расстройке антенного контура резко падает полезная мощность $P_{\text{А}}$, ток в контуре $I_{\text{к}_1} = I_{\text{А}}$, а мощность потерь на аноде $P_{\text{а}}$ увеличивается. Для предотвращения значительного разогрева анода схему желательно настраивать при пониженном анодном напряжении.

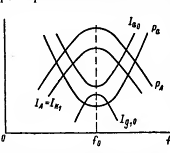


Рис. 39. Характеристики настройки простой схемы выхода.

Настройка контура производится по максимуму тока в антенном контуре или по максимуму сеточного тока. Анодный ток I_{a_0} в момент настройки достигает минимума.

Увеличение мощности потерь на аноде при расстройке или обрыве антенны — один из основных недостатков простой схемы, который ограничивает ее применение. Другой недостаток простой схемы — трудность согласования лампы с антенной в рабочем диапазоне волн, особенно при работе с большими сопротивлениями антенны.

Простые схемы выхода, несмотря на указанные недостатки и плохую фильтрацию гармоник, находят применение в некоторых маломощных передатчиках, работающих при низких анодных напряжениях.

§ 23. Сложные однотактные схемы выхода

В сложных схемах выхода передача энергии от усилителя в антенну происходит через промежуточный контур, находящийся в анодной цепи выходной лампы. В результате получается система двух связанных контуров: промежуточного и антенного.

Антенный контур образуется эквивалентными параметрами антенны $r_{\text{А}}$ и $x_{\text{А}}$, а также элементами настройки и связи с промежуточным контуром.

Оба контура настраиваются на рабочую частоту и между ними подбирается оптимальная связь.

Сложная схема выхода получила на практике широкое распространение. В ней настройка антенны не связана с подбором оптимального сопротивления нагрузки лампы, как в простой схеме, и это в большинстве случаев позволяет повысить к. п. д. схемы.

Важным преимуществом сложной схемы является значительное улучшение фильтрации гармоник в антенне.

Не останавливаясь более подробно на других преимуществах сложной схемы (они будут указаны далее), рассмотрим ее работу при индуктивной связи с антенной (при изменении характера связи энергетические соотношения не изменяются).

Как известно из теории связанных контуров, их взаимное влияние характеризуется так называемыми *вносимыми* или *пересчитанными* сопротивлениями $r_{вн}$ и $x_{вн}$.

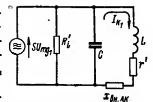


Рис. 40. Эквивалентная приведенная сложная схема выхода.

Физический смысл этих сопротивлений заключается в следующем:

1) вносимое активное сопротивление из антенного контура в промежуточный $r_{вн.\,АК}$ определяет ту часть высокочастотной мощности, которая расходуется в антенном контуре; 2) вносимое реактивное сопротивление из антенного контура в промежуточный $x_{вн.\,АК}$ характеризует изменение реактивного сопротивления промежуточного контура, вызванное влиянием антенного контура.

Введение понятия вносимых сопротивлений дает возможность заменить двухконтурную эквивалентную схему выходного усилителя одноконтурной. На рис. 40 представлена приведенная эквивалентная схема выходного усилителя (обозначения элементов соответствуют ранее принятым).

Связь между контурами характеризуется коэффициентом связи

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{LL_{АК}}}$$

и параметром связи

$$n = \frac{k_{св}}{k_{св.\,кр}}, \qquad (55)$$

где M — коэффициент взаимоиндукции;
$L_{АК} = L_{св} + L_{н}$ — общая индуктивность антенного контура;
$k_{св.\,кр}$ — коэффициент связи, соответствующий критической связи между контурами.

Различают три степени связи в зависимости от величины ее параметра n:

1) при $n < 1$ связь меньше критической; при этом реактивными влияниями контуров друг на друга можно пренебречь и полагать $x_{вн.\,АК} \approx 0$; активное вносимое сопротивление $r_{вн.\,АК}$ мало;

2) при $n = 1$ связь называется критической; при этой связи выполняется условие

$$k_{св.\,кр} = \sqrt{dd_{АК}},$$

где d и $d_{АК}$ — затухания промежуточного и антенного контуров; в случае постоянства колебательной мощности, развиваемой в промежуточном контуре, критическая связь позволяет получить максимум тока и мощности в антенном контуре; вносимые и собственные активные сопротивления контуров при критической связи равны;

3) при $n > 1$ связь больше критической; вносимые активное и реактивное сопротивления увеличиваются по сравнению с критической связью.

Теория связанных цепей дает следующие соотношения для определения вносимых сопротивлений.

Вносимые сопротивления

$$r_{вн.\,АК} = \frac{x^2_{св} r_{АК}}{z^2_{АК}}; \; x_{вн.\,АК} = \frac{x^2_{св} x_{АК}}{z^2_{АК}}. \qquad (56)$$

При условии настройки контуров в резонанс (что всегда выполняется в сложной схеме) данные выражения упростятся, так как сопротивление антенного контура станет чисто активным:

$$z_{АК} = \sqrt{r^2_{АК} + x^2_{АК}} = r_{АК}; \; x_{АК} = 0.$$

Тогда

$$r_{\text{вн. АК}} = \frac{x_{\text{св}}^2}{r_{\text{АК}}} = \frac{\omega^2 M^2}{r_{\text{АК}}}; \quad x_{\text{вн. АК}} = 0,$$

где $r_{\text{АК}} = r_{\text{А}} + r_{\text{св}} + r_{\text{и}}$ — полное активное сопротивление антенного контура.

При критической связи $r_{\text{вн. АК}} = r$ и параметр связи n можно представить в виде

$$n = \frac{k_{\text{св}}}{k_{\text{св. кр}}} = \frac{k_{\text{св}}}{\sqrt{dd_{\text{АК}}}} = \sqrt{\frac{r_{\text{вн. АК}}}{r}}. \qquad (57)$$

В сложной схеме основными энергетическими показателями являются: полная колебательная мощность $P_{\sim}$, вырабатываемая лампой; мощность потерь в контуре $P_{\sim}'$; мощность $P_{\text{АК}}$, передаваемая из промежуточного контура в антенный, к. п. д. промежуточного контура $\eta_{\text{ПК}}$.

Указанные величины связаны соотношениями

$$\left.\begin{aligned} P_{\sim} &= P_{\sim}' + P_{\text{АК}}; \\ \eta_{\text{ПК}} &= \frac{P_{\text{АК}}}{P_{\sim}} = \frac{P_{\text{АК}}}{P_{\sim}' + P_{\text{АК}}}. \end{aligned}\right\} \qquad (58)$$

Эти соотношения зависят от степени связи между контурами, т. е. от параметра связи n.

Увеличение связи приводит к увеличению вносимого в промежуточный контур сопротивления, и полное активное сопротивление контура будет равно

$$r' = r + r_{\text{вн. АК}} = r\left(1 + \frac{r_{\text{вн. АК}}}{r}\right).$$

Увеличение сопротивления r' приводит к уменьшению эквивалентного сопротивления промежуточного контура

$$R_э' = \frac{\varrho^2}{r'} = \frac{\varrho^2}{r\left(1 + \frac{r_{\text{вн. АК}}}{r}\right)} = \frac{R_э}{1 + n^2}, \qquad (59)$$

где $R_э = \frac{\varrho^2}{r}$ эквивалентное сопротивление одиночного промежуточного контура.

Из уравнения (59) следует, что отношение эквивалентных сопротивлений $R_э$ и $R_э'$ зависит от параметра связи n:

$$a = \frac{R_э}{R_э'} = 1 + n^2. \qquad (60)$$

Коэффициент a показывает, во сколько раз уменьшается эквивалентное сопротивленне промежуточного контура по сравненню с эквивалентным сопротнвлением одиночного промежуточного контура при данной степени связи.

Определим мощность, вырабатываемую лампой:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{a_1}^2 R_э' = \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r' = \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r + \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r_{вн.\,АК}. \quad (61)$$

Очевидно, что первое слагаемое уравнения (61) представляет мощность потерь в промежуточном контуре, а второе — мощность, отдаваемую в антенный контур:

$$P_{\sim}' = \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r; \; P_{АК} = \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r_{вн.\,АК}.$$

Мощность в антенном контуре можно выразить также через ток и параметры этого контура:

$$P_{АК} = \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r_{вн.\,АК} = \frac{1}{2} I_А^2 r_{АК}. \quad (62)$$

Уравнение (62) определяет вносимое сопротивленне $r_{вн.\,АК}$ как сопротивление антенного контура, пересчнтанное нз цепн с током $I_А$ в цепь с током $I_{к_1}$, при условнн сохранення энергетического баланса в схеме.

Из уравнення (62) можно определнть соотношенне токов в антенном и промежуточном контурах:

$$\left(\frac{I_А}{I_{к_1}}\right)^2 = \frac{r_{вн.\,АК}}{r_{АК}} = n^2 \frac{C_А}{C} \frac{d}{d_{АК}}. \quad (63)$$

Из выраження (63) следует, что для увеличения тока н мощности в антенном контуре, а следовательно, и для увелнчення вносимого сопротнвлення необходнмо увелнчнть отношенне емкостей $C_А$ и C, т. е. уменьшить емкость промежуточного контура. Это положенне необходнмо учитывать прн расчете схемы.

К. п. д. промежуточного контура $\eta_{ПК}$ является важным параметром сложной схемы, характернзующнм эффективность передачи энергни в антенну.

Определнм этот к. п. д., выразив его через параметры контуров и связь. Преобразуя уравнение (58), получнм

$$\eta_{ПК} = \frac{\frac{1}{2} I_{к_1}^2 r_{вн.\,АК}}{\frac{1}{2} I_{к_1}^2 r + \frac{1}{2} I_{к_1}^2 r_{вн.\,АК}} = \frac{n^2}{1+n^2}. \quad (64)$$

К. п. д. монотонно увеличивается с увеличением связи. При критической связи, когда $n = 1$, $\eta_{ПК} = 50\%$.

Пользуясь уравнением (59), можно представить к. п. д. в зависимости от эквивалентного сопротивления контура $R'_э$ и параметра a:

$$\eta_{ПК} = \frac{n^2}{1 + n^2} = 1 - \frac{R'_э}{R_э} = 1 - \frac{1}{a}. \qquad (65)$$

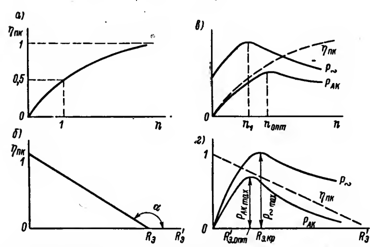


Рис. 41. Зависимость к. п. д. $\eta_{ПК}$, полезной мощности $P_\sim$ и мощности в антенном контуре $P_{АК}$ от параметра связи n и эквивалентного сопротивления анодной нагрузки $R'_э$: $а - \eta_{ПК} = \varphi(n)$; $б - \eta_{ПК} = \varphi_1(R'_э)$; $в - P_\sim = \varphi_2(n)$, $P_{АК} = \varphi_3(n)$; $г - P_\sim = \varphi_4(R'_э)$, $P_{АК} = \varphi_5(R'_э)$.

При отсутствии связи между контурами, когда $n = 0$, $a = 1$ и $\eta_{ПК} = 0$ (вносимое сопротивление отсутствует); при $n = \infty$ ($r_{вн.\,АК} = \infty$) $\eta_{ПК} = 1$. Зависимость $\eta_{ПК} = \varphi(R'_э)$ линейна. Угловой коэффициент этой прямой $\mathrm{tg}\,\alpha = -\frac{1}{R_э}$ определяется эквивалентным сопротивлением одиночного промежуточного контура.

Зависимости к. п. д. $\eta_{ПК}$ от параметра связи n и эквивалентного сопротивления $R'_э$ показаны на рис. 41, *а*, *б*.

Рассмотрим зависимости мощностей $P_\sim$ и $P_{АК}$ от параметра связи n и эквивалентного сопротивления $R'_э$ (рис. 41, *в*, *г*).

Мощность, вырабатываемая лампой,

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{a_1}^2 R_э' = \frac{1}{2} I_{a_1}^2 \frac{R_э}{1+n^2} \quad (66)$$

нмеет максимум в критическом режиме, в котором

$$R_э' = R_{э.\,кр} \text{ и } a = a_{кр} = \frac{R_э}{R_{э.\,кр}}.$$

Указаиный макснмум наблюдается при связн

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_э}{R_{э.\,кр}} - 1} = \sqrt{a_{кр} - 1}. \quad (67)$$

Казалось бы, сделанный вывод противоречит уравнению (66), в котором параметр связи n находнтся в знаменателе. Но это противоречие кажущееся. В формулу (66) входнт ток первой гармоникн, который нзменяется с нзмеиением связн, следовательно, и нагрузки $R_э'$, прн этом меияется напряженность режима.

Если при отсутствнн связи ($n = 0$) уснлитель работал в перенапряженном режнме, то с увелнченнем n уменьшается $R_э'$ и усилитель переходнт сначала в крнтнческнй, а потом в недоиапряженный режим. Мощность $P_{\sim}$ сначала увеличивается, достигает максимума н затем начннает умеиьшаться, как показаио на рис. 41, *в*.

Такой же вид (рнс. 41, *г*) нмеет зависнмость $P_{\sim} = \varphi(R_э')$.

Мощность в аитеином контуре $P_{АК}$ завнснт не только от $P_{\sim}$, ио н от к. п. д.

$$P_{АК} = \eta_{ПК} P_{\sim}.$$

Если бы $\eta_{ПК} = 1$, то макснмумы мощностей $P_{\sim}$ и $P_{АК}'$ совпали бы и наблюдалнсь в одном и том же режиме уснлнтеля н при одиой и той же связи. Но так как $\eta_{ПК} < 1$, то макснмум мощности $P_{АК}$ сдвнгается в сторону недоиапряжеиного режима усилителя и наблюдается при связи $n_{опт} > n_1$ и эквнвалеитиом сопротивлеиии $R_{э.\,опт}' < R_{э.\,кр}$.

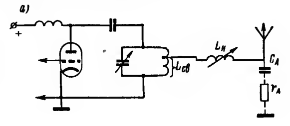
Чем меньше $\eta_{ПК}$, тем в более недоиапряжениом режиме усилителя наблюдается максимум $P_{АК}$ и тем меиьше эта мощность. Отсюда поиятно стремление работать с возможно большнм к. п. д. промежуточиого контура.

Высокий к. п. д. легко осуществить в диапазонах длнных н средиих волн, так как иа этих волиах эквнва-

лентное сопротивление контура $R_э = \rho Q$ можно получить достаточно бо́льшим и параметр

$$a_{кр} = \frac{R_э}{R_{э.\,кр}} > 6 - 8 \, (\eta_{ПК} \approx 0{,}85 - 0{,}95).$$

В диапазоне коротких волн данное условие выполнить трудно из-за уменьшения характеристического сопротивления и увеличения потерь в контуре. На этих волнах $a_{кр} < (6-8)$ и к. п. д. меньше.



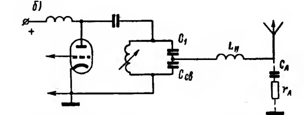


Рис. 42. Сложные схемы выхода: *а* — с нерегулируемой автотрансформаторной связью; *б* — с нерегулируемой емкостной связью и настройкой в промежуточном контуре.

Варианты сложных схем выходных усилителей. В современных радиопередатчиках применяют следующие сложные схемы выходных усилителей: 1) с регулируемой связью промежуточного контура с антенным (рис. 36, *б*); 2) с нерегулируемой связью (рис. 42, *а*); 3) с нерегулируемой связью и настройкой только в промежуточном контуре (рис. 42, *б*).

Связь промежуточного контура с антенным может быть индуктивной (рис. 36, *б*), автотрансформаторной (рис. 42, *а*) и емкостной (рис. 42, *б*), а регулировка связи — плавной и ступенчатой.

Схемы с регулируемой связью обеспечивают высокое постоянство мощности в антенном контуре во всем рабочем диапазоне, так как позволяют подобрать оптимальное сопротивление нагрузки лампы на каждой частоте диапазона. Основным недостатком этих схем является сложность настройки (кроме настройки контуров, требуется регулировка связи между ними).

В схемах с нерегулируемой связью между промежуточным и антенным контурами в каждом поддиапазоне устанавливается постоянная связь на одной из частот диапазона и при изменении частоты связь не регулируется. Это дает возможность упростить настройку (уменьшается число элементов регулировки), но зато приводит к значительным изменениям мощности в антенном контуре по диапазону. Такие схемы применяются в передатчиках с узким рабочим диапазоном или при работе на фиксированных частотах, а также когда ставятся жесткие требования в отношении уменьшения числа элементов настройки и упрощения эксплуатации. В этих же случаях применяется схема с нерегулируемой связью и настройкой лишь в промежуточном контуре. Она позволяет уменьшить число элементов настройки до одного, но применение ее целесообразно только при узком диапазоне частот передатчика (коэффициент перекрытия диапазона $K_д < 1,1—1,2$).

Конструктивно наиболее удобно выполняется индуктивная связь, при которой плавная регулировка взаимоиндукции осуществляется вариометром. В схемах с автотрансформаторной и емкостной связью применяется ступенчатая регулировка.

Расчет сложной схемы при последовательном питании антенны. Исходными данными для расчета сложной схемы выхода являются диапазон частот $f_{min} - f_{max}$, входные сопротивления антенны $r_А$ и $x_А$ на заданных для расчета частотах диапазона (обычно крайних и средней) и мощность в антенном контуре $P_{АК}$. В других вариантах расчета может быть задана мощность выходного усилителя или тип ламп. Заданные мощности должны обеспечиваться на всех частотах рабочего диапазона.

В схеме с регулируемой связью усилитель работает в недонапряженном режиме, так как расчет ведется на максимальную мощность в антенном контуре. Близость режима усилителя к критическому зависит от величины к. п. д. промежуточного контура.

На средних и длинных волнах при больших значениях эквивалентного сопротивления контура выполняется условие $a_{кр} > 6—8$ и к. п. д. $\eta_{ПК}$ получается достаточно высоким (0,85—0,9). Режим усилителя в диапазоне меняется мало и близок к критическому, мощность в антенне также изменяется незначительно.

Когда условие $a_{кр} > 6—8$ не выполняется (что бывает на более коротких волнах), режим лампы усилителя изменяется вследствие различия нагрузки. Это приводит к более значительным изменениям мощности в диапазоне. К. п. д. при этом уменьшается до 0,6—0,8. Чем меньше параметр $a_{кр}$, тем меньше $P_{\sim}$, $P_{АК}$ и $\eta_{ПК}$ (из-за увеличения $R_{э.\,кр}$).

В начале расчета задаются ориентировочным значением к. п. д. промежуточного контура и определяют колебательную мощность, по которой и выбирают лампу. Таким образом,

$$P_{\sim} = \frac{P_{АК}}{\eta_{ПК}},$$

где $\eta_{ПК} = 0,6—0,9$ (нижний предел к. п. д. относится к более коротким волнам).

При настройке контура емкостью параметр $a_{кр}$ оказывается минимальным на самой низкой частоте диапазона, так как эквивалентное сопротивление контура на этой частоте минимально

$$R_{э} = R_{э\,min} = \frac{L}{C_{max}r}.$$

При настройке контура вариометром параметр $a_{кр}$ оказывается минимальным на самой высокой частоте диапазона вследствие наличия на этой частоте минимума эквивалентного сопротивления $\left(\text{так как и в этом случае } R_{э} = R_{э\,min} = \frac{L_{min}}{Cr}\right)$.

Если задана мощность в антенне $P_{А}$, то предварительно определяют на трех частотах диапазона сопротивление настройки и связи $x_{н} + x_{св} = -x_{А}$ и, задаваясь добротностью этих элементов $Q = 80—100$, определяют активное сопротивление и к. п. д. антенного контура.

Добротность указана для удлинительной катушки индуктивности антенны, причем принят наиболее распространенный случай, когда сопротивление антенны носит

емкостный характер. Потерями в укорочивающем конденсаторе и конденсаторах связн (прн емкостной связн) можно пренебречь.

Полагая, что $x_A < 0$, получнм

$$\omega L_{нс} = |x_A|; \; L_{нс} = \frac{|x_A|}{\omega},$$

где $L_{нс}$ — ннდуктнвность настройкн антенны (с учетом ннлуктнвностн связи прн ннлуктнвной нлн автотрасформаторной связн).

Сопротнвленне антенного контура

$$r_{ак} = r_A + r_{нс},$$

где $r_{нс}$ — активное сопротнвленне катушек ннлуктнвностн настройкн н связн.

К. п. д. антенного контура

$$\eta_{ак} = \frac{r_A}{r_A + r_{нс}}.$$

Прнняв нанменьшее значенне $\eta_{АК}$, определяют мощность усилителя:

$$P_{\sim} = \frac{P_A}{\eta_{ПК}\eta_{АК}}.$$

Затем по мощностн $P_{\sim}$ выбнрают лампу н пронзводят энергетнческнй расчет усилителя в крнтнческом режнме. Цель расчета — определнть сопротнвленне нагрузкн $R_{э.\,кр}$.

После этого находят параметры промежуточного контура L, C н $R_э$ на трех частотах днапазона.

После нахождення параметров контура определяют степень связн (для трех частот днапазона), прн которой получается максимальная мощность в антенне (нндекс f указывает на то, что прн расчете значення велнчнн подставляют для соответствующей частоты):

$$n_f = \frac{a_{кр\,f} + \sqrt{(a_{кр.\,f} - 1)^2 + 3}}{2} \qquad (68)$$

н эквивалентное сопротнвленне нагрузкн

$$R'_{эf} = \frac{R_{эf}}{1 + n_f^2}, \qquad (69)$$

затем вычисляют параметр x

$$x_f = \frac{R'_{эf}}{R_{э.\,кр}}, \tag{70}$$

представляющий собой отношение эквивалентного сопротивления нагруженного контура к эквивалентному сопротивлению, обеспечивающему критический режим, и по обобщенным нагрузочным характеристикам (рис. 19) определяют коэффициенты A и B и мощности P_{0f}, $P_{\sim f}$, P_{af}, $P_{АКf}$.

В заключение расчета определяют элементы цепи связи на трех частотах диапазона.

Сопротивление связи вычисляют по найденным величинам параметра связи n_f [уравнение (68)]:

$$x_{св.\,f} = \sqrt{n_f^2 r_{АКf} r_f}.$$

По полученным величинам $x_{св\,f}$, в зависимости от характера связи, определяют коэффициент взаимоиндукции M, индуктивность связи $L_{св}$ или емкость связи $C_{св}$:

$$M_f = 1{,}59 \cdot 10^2 \frac{x_{св.\,f}}{f};\ L_{св\,f} = 1{,}59 \cdot 10^2 \frac{x_{св\,f}}{f};$$

$$C_{св\,f} = 1{,}59 \cdot 10^2 \frac{1}{x_{св\,f} f},$$

здесь M_f и $L_{св\,f}$ выражены в микрогенри, $C_{св\,f}$ — в пикофарадах, f — в килогерцах, $x_{св\,f}$, $r_{АК\,f}$ и r_f — в омах.

Указанная методика расчета схем выхода справедлива в диапазонах средних, длинных и коротких волн.

Расчет сложной схемы выхода при параллельном питании антенны. Согласование выходного усилителя передатчика с антенной, имеющей высокое активное сопротивление, требует весьма сильной связи антенного и промежуточного контуров, так как только в этом случае вносимое в промежуточный контур активное сопротивление $r_{вн.\,АК}$ окажется достаточным для обеспечения равенства эквивалентного сопротивления нагруженного контура $R'_э$ сопротивлению критического режима $R_{э.\,кр}$:

$$R_{э.\,кр} = R'_э = \frac{R_э}{1 + n^2}. \tag{71}$$

Расчеты показывают, что максимальная величина активного сопротивления антенного контура $r_{АК\,max}$, при ко-

тором обеспечивается условие (71) при максимально допустимой и выполнимой величине связи промежуточного и антенного контуров, составляет не более 10% от $R_{э.\,кр}$

$$r_{АК\,max} \approx (0{,}01 - 0{,}1)\,R_{э.\,кр}.$$

Для обеспечения согласования антенны с промежуточным контуром необходимо снизить активную составляющую ее сопротивления до величины, определяемой последним уравнением (активным сопротивлением элементов настройки и связи можно пренебречь, так как $r_А \gg r_{нс}$). Для этой цели параллельно антенне подключают реактивный шунт $x_ш$ (рис. 36, *г*), активным сопротивлением которого пренебрегают.

Сопротивление шунта определяется из выражения активного пересчитанного сопротивления антенны $r'_А = r_А \frac{x_ш^2}{r_А^2 + (x_А + x_ш)^2}$.

По вычисленному сопротивлению $x_ш$ находят емкость или индуктивность шунта.

Сопротивления элементов настройки и связи определяют из условия настройки антенного контура:

$$x_н + x_{св} + x'_А = 0.$$

Таким образом, расчет выходного усилителя при параллельной схеме питания отличается от расчета при последовательной схеме тем, что вместо активной и реактивной составляющих сопротивления антенны ($r_А$, $x_А$) определяют их пересчитанные значения ($r'_А$, $x'_А$), а сопротивление шунта $x_ш$ — по предварительно принятому значению $r_{АК} \approx r'_А$.

Фильтрация гармоник в сложной схеме. Фильтрация гармоник в сложной схеме выхода оказывается более эффективной, чем в простой. Это объясняется ослаблением тока гармоник в промежуточном и антенном контурах за счет их резонансных свойств. Фильтрующие свойства контура основаны на зависимости его сопротивления от частоты. Контур, включенный в анодную цепь лампы и настроенный на основную частоту питающего напряжения, представляет для этой частоты максимальное сопротивление, и в нем наблюдается резонанс токов — контурный ток достигает максимальной величины.

Для частот, отличных от основной, сопротнвленне контура меньше, н контурные токн этнх частот, а также паденне напряжения на контуре уменьшаются.

Коэффнцнент фнльтрацнн сложной схемы определяется относнтельным ослаблением гармоннк в антенном контуре по сравнению с ослабленнем нх в цепн анода лампы, т. е.

$$\Phi_{\text{сл. сх}} = \frac{\frac{I_{\text{А}}}{I_{\text{А}_n}}}{\frac{I_{\text{а}_1}}{I_{\text{а}_n}}} = \frac{\frac{I_{\text{к}_1}}{I_{\text{к}_n}} \frac{I_{\text{А}}}{I_{\text{А}_n}}}{\frac{I_{\text{а}_1}}{I_{\text{а}_n}} \frac{I_{\text{к}_1}}{I_{\text{к}_n}}} = \Phi_{\text{ПК}} \Phi_{\text{АК}},$$

где $I_{\text{к}_1}$, $I_{\text{к}_n}$ — токи основной частоты н гармоник в промежуточном контуре;

$I_{\text{А}}$, $I_{\text{А}_n}$ — токи основной частоты н гармоник в антеином контуре;

$I_{\text{а}_1}$, $I_{\text{а}_n}$ — токн основной частоты н гармоник в цепи пнтання;

$\Phi_{\text{ПК}}$ — коэффнциент фильтрацни промежуточного контура;

$\Phi_{\text{АК}}$ — коэффицнент фнльтрацни антениого контура.

Найдем коэффнцненты фнльтрации промежуточного и антенного контуров.

Прн определеннн коэффицнента фнльтрацнн промежуточного контура следует учнтывать влнянне вноснмого сопротивления $r_{\text{вн. АК}}$, тогда добротность промежуточного контура с учетом влняння антенного контура будет равна

$$Q' = \frac{\varrho}{r + r_{\text{вн. АК}}} = \frac{\varrho}{r} (1 - \eta_{\text{ПК}}) = Q (1 - \eta_{\text{ПК}}),$$

где Q — добротность одиночного контура.

Для повышения коэффициента фильтрацни промежуточного контура антеину желательно связать с индуктнвной ветвью контура, тогда

$$\Phi_{\text{ПК}} = (n^2 - 1)(1 - \eta_{\text{ПК}}) Q.$$

Однако общнй коэффнцнент фнльтрации сложной схемы завнснт от велнчнны коэффнцнеита фильтрацнн антенного контура.

При емкостим характере сопротивления антеииы и прн связн антенного контура с нндуктнвной ветвью про-

межуточиого контура аитеииа оказывается в емкостиой ветвн н ее коэффициеит фильтрацин

$$\Phi_{АК} = Q_{АК} \frac{n^2 - 1}{n^2}.$$

Общнй коэффициеит фильтрацин сложиой схемы

$$\Phi_{сл.\,сх} = \Phi_{ПК} \Phi_{АК} \frac{(n^2 - 1)^2}{n^2} (1 - \eta_{ПК}) Q Q_{АК},$$

т. е. оказывается таким же, как при связи с емкостиой ветвью промежуточиого коитура, действительно, в этом случае антенна образует индуктивиую ветвь коитура и ее коэффициент фильтрацни будет больше в n^2 раз

$$\Phi_{АК} = Q_{АК} (n^2 - 1),$$

зато коэффициеит фнльтрацин промежуточиого контура соответственно умеиьшнтся в n^2 раз:

$$\Phi_{ПК} = \frac{n^2 - 1}{n^2} Q (1 - \eta_{ПК}).$$

Лучшая фильтрация получается тогда, когда аитеииа образует нидуктивиую ветвь и связаиа с иидуктивиой ветвью промежуточиого коитура. Это возможио прн примеиениn емкостиой связи антениого коитура с иидуктивиой ветвью промежуточиого контура:

$$\Phi_{сл.\,сх} = (n^2 - 1)^2 (1 - \eta_{ПК}) Q Q_{АК}.$$

Настройка сложиой схемы выхода. Для настройки сложиой схемы иеобходимо иастроить промежуточный коитур по миимуму постояииой составляющей анодиого тока нли по максимуму постояииой составляющей сеточиого тока. Настройку желательио производить в режиме пониженной мощиости.

Антеииый коитур настраивают по максимуму тока в ием при слабой связи с промежуточным контуром. Далее регулируют связь между коитурами (в схеме с регулируемой связью) до получеиия максимальио возможного тока в антение. После подбора оптимальной связн подстраивают промежуточный коитур (при измеиеиии связи возможиа его расстройка). В сложиой схеме иаиболее опасиа расстройка промежуточного контура, которая прнводит к резкому увелнчению потерь на аиоде.

Расстройка антеиного контура (нлн обрыв антенны) не прнводнт к значительиому увелнченйю мощностн потерь на аноде, в отличие от простой схемы, где расстройка илн обрыв антенны весьма опасны н могут прнвести к выходу лампы нз строя.

Из аналнза работы простой и сложной схем выхода можио сделать вывод, что сложная схема превосходнт простую по фильтрацин гармоннк, безопасностн расстройки антенны н более удобиому подбору режнма лампы незавнсимо от велнчнны сопротнвлення антенны. Кроме того, к. п. д. сложиой схемы в большннстве случаев больше, чем простой (за нсключеннем некоторых вариаитов простой схемы, имеющнх ограниченное прнмененне).

§ 24. Двухтактные схемы усилителей мощности

Двухтактиая схема уснлителей мощностн широко используется в качестве выходной, а также в мощных предварнтельных уснлнтелях. Особенно целесообразно прнменение этой схемы прн работе на снмметрнчную антеину.

Для пнтаиня снмметричных антенн требуется, чтобы иапряження проводов фндерной лнннн в точках подключеиня антенны были равиы по велнчнне н протнвоположны по фазе относнтельно земли. Такне напряження легко получнть в двухтактной схеме без примеиеиня спецнальиых снмметрнрующнх устройств.

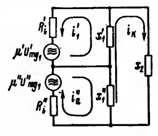


Рис. 43. Эквивалентная схема двухтактного уснлнтеля.

Аналнз работы двухтактной схемы уснлнтеля. На рис. 36, *в* представлена двухтактная схема усилителя с последовательиым питаннем, а на рнс. 43 — эквнвалентная схема, в которой сопротивления ветвей контура обозначены через x'_1, x''_1 н x_2. В этой схеме нспользуются две однотнпные лампы, катоды которых соеднинены параллельно, аноды подключены к протнвоположным концам колебательного контура, а управляющне сетки — к протнвоположным коицам катушки связн.

На сеткн ламп, кроме однпакового напряжения смещення E_{g_1}, подаются иапряжеиня возбуждения, равиые

по величине и противоположные по фазе:

$$e'_{g_1} = u'_{g_1} + E_{g_1} = U'_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1},$$

$$e''_{g_1} = u''_{g_1} + E_{g_1} = U''_{mg_1} \cos (\omega t + \pi) + E_{g_1},$$

где e'_{g_1} и e''_{g_1} — мгновенные напряжения на сетках ламп первого и второго плеч схемы;

U'_{mg_1} и U''_{mg_1} — амплитуды напряжения возбуждения на сетках ламп.

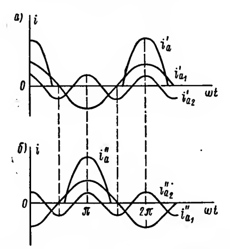


Рис. 44. Анодные токи двухтактной схемы: *а* — первого плеча; *б* — второго плеча.

Под влиянием напряжений возбуждения импульсы анодного тока ламп сдвигаются по фазе на 180° (рис. 44).

Представляя токи плеч рядом Фурье, получим

$$i'_a = I'_{a_0} + I'_{a_1} \cos \omega t + I'_{a_2} \cos 2\omega t + I'_{a_3} \cos 3\omega t + \cdots$$

$$i''_a = I''_{a_0} + I''_{a_1} \cos (\omega t + \pi) + I''_{a_2} \cos 2 (\omega t + \pi) +$$

$$+ I''_{a_3} \cos 3 (\omega t + \pi) + \cdots .$$

Последнее уравнение можно преобразовать:

$$i''_a = I''_{a_0} - I''_{a_1} \cos \omega t + I''_{a_2} \cos 2\omega t - I''_{a_3} \cos 3\omega t + \cdots .$$

Из этих уравнений следует, что токи основной частоты и нечетных гармоник в плечах схемы находятся в противофазе, токи четных гармоник — в фазе (рис. 44).

Определим характер тока, питающего контур, и тока в цепи анодного питания.

Токи плеч i_a' и i_a'' подводятся к контуру с противоположных направлений, поэтому результирующий ток, питающий контур, равен их разности:

$$i_a = i_a' - i_a''.$$

Так как нечетные гармоники токов плеч находятся в противофазе, а четные в фазе, то первые будут суммироваться, а вторые вычитаться:

$$i_a = (I_{a_0}' - I_{a_0}'') + (I_{a_1}' + I_{a_1}'')\cos\omega t + \\ + (I_{a_2}' - I_{a_2}'')\cos 2\omega t + \cdots.$$

При полной симметрии схемы, когда постоянные составляющие и амплитуды токов плеч равны,

$$I_{a_0}' = I_{a_0}'' = I_{a_0};\;\; I_{a_1}' = I_{a_1}'' = I_{a_1};\;\; I_{a_n}' = I_{a_n}'' = I_{a_n},$$

получим следующее выражение для тока, питающего контур:

$$i_a = 2I_{a_1}\cos\omega t + 2I_{a_3}\cos 3\omega t + \cdots.$$

Из этого уравнения можно сделать вывод, что в случае полной симметрии схемы токи основной частоты и нечетных гармоник в анодной нагрузке удваиваются, токи же четных гармоник и постоянные составляющие взаимно компенсируются.

Токи плеч в проводе анодного питания схемы проходят в одном направлении, и результирующий ток равен их сумме

$$i_{a.\,п} = i_a' + i_a'' = 2I_{a_0} + 2I_{a_2}\cos 2\omega t + \cdots.$$

Отсутствие токов основной частоты и нечетных гармоник в проводах питания объясняется тем, что эти токи в плечах противофазны, и если в данный момент в одном плече они имеют направление от контура к аноду лампы, то в другом плече, наоборот — от анода к контуру. Таким образом, токи, дополняя друг друга, последовательно

проходят через лампы и контур, не попадая в провода питания. Удвоенный ток $2I_{a_1}$, питающий контур, вызывает в последнем удвоенный контурный ток.

Эквивалентная схема для тока основной частоты и токов нечетных гармоник показана на рис. 45, *а*, *б*.

В схеме на рис. 45, *а* контур заменен эквивалентным сопротивлением $R_э$; в схеме на рис. 45, *б* нечетные гар-

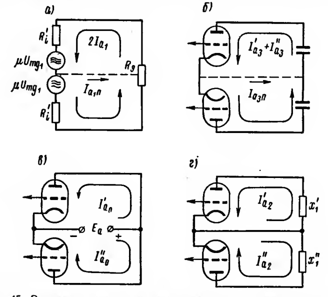


Рис. 45. Эквивалентные схемы для различных составляющих токов двухтактной схемы: *а* — для первой гармоники; *б* — для третьей и нечетных гармоник; *в* — для постоянной составляющей; *г* — для второй и четных гармоник.

моники в основном проходят через емкостную ветвь контура, представляющую для них малое сопротивление (в индуктивной ветви контура величина гармоник во много раз меньше).

При недостаточной симметрии схемы токи основной частоты и нечетных гармоник заходят в общий провод питания, показанный на рис. 45, *а*, *б* пунктирной линией, однако величина этих токов будет невелика и равна разности токов плеч:

$$I_{a_1п} = I'_{a_1} - I_{a_1}; \quad I_{a_2п} = I_{a_2} - I''_{a_2}.$$

Постоянные составляющие токов плеч протекают от источника питания через лампы и контур в последовательной схеме питания и через дроссели и лампы в параллельной схеме. И в том и в другом случае для указанных токов лампы оказываются включенными параллельно, как изображено на рис. 45, *в*.

Токи четных гармоник плеч будут иметь одинаковые фазы и в данный момент времени проходят в анодных цепях ламп в одном направлении. В результате эти токи в контуре полностью или частично компенсируются в зависимости от степени симметрии схемы.

Токи четных гармоник будут замыкаться через сопротивления x_1' и x_1'' (см. эквивалентную схему рис. 43) и провод питания, причем аноды ламп будут иметь одинаковый потенциал четных гармоник и лампы для этих токов окажутся соединенными параллельно.

В случае полной симметрии схемы обе ветви контура имеют точки нулевого потенциала. На эквивалентной схеме (рис. 43) показано, что средняя точка левой ветви непосредственно связана с катодом и имеет его нулевой потенциал, а в правой ветви нулевой потенциал имеет средняя точка сопротивления x_2. Непосредственное заземление этой точки по высокой частоте при полной симметрии схемы не меняет распределения токов основной частоты и нечетных гармоник, однако в этом случае образуются как бы две самостоятельные однотактные схемы, нагрузками которых являются половины анодного контура.

На практике заземление второй средней точки не рекомендуется по следующим причинам: 1) токи четных гармоник при заземлении второй средней точки проходят не только по первой, но и по второй ветви контура, которая связывается с антенной; при этом увеличивается прохождение четных гармоник в антенну; 2) возможны расстройки контуров плеч при неточном определении средней точки.

Рассмотрим сопротивление анодной нагрузки ламп двухтактной схемы.

Следует различать следующие сопротивления нагрузки: при работе одной лампы $R_э'$, между анодами ламп $R_э$ и кажущееся при двух работающих лампах $R_{э.\,д}$.

Если работает одна лампа, то ее нагрузкой является контур второго (или третьего) вида с коэффициентом включения $p = \frac{1}{2}$, поэтому

$$R'_э = p^2 R_э = \frac{1}{4} R_э.$$

При двух работающих лампах ток в контуре и напряжение на участке анод—катод лампы каждого плеча удваиваются, так как контурный ток создается удвоенной величиной токов первых гармоник плеч

$$U'_{ma} = I_{к_1} x_1 = I_{к_1} \frac{1}{2} \varrho = \frac{1}{2} \varrho I_{к_1},$$

где $x_1 = \frac{1}{2} \varrho$ — сопротивление одной ветви плеча;

ϱ — характеристическое сопротивление контура;

Кажущееся сопротивление нагрузки одной лампы (при двух работающих) можно определить как отношение переменного анодного напряжения лампы к току первой гармоники плеча, причем анодное напряжение обусловлено действием суммарного тока первой гармоники схемы

$$R_{э.\,д} = \frac{U'_{ma}}{I_{a1}} = \frac{I_{к_1} \varrho}{2 I_{a1}} = \frac{1}{2} Q \varrho = \frac{1}{2} R_э = 2 R'_э,$$

где $Q \approx \frac{I_{к1}}{I_{a1}}$ — добротность контура.

Следовательно, кажущееся сопротивление нагрузки ламп равно половине полного эквивалентного сопротивления контура между анодами ламп и вдвое больше нагрузки одной работающей лампы.

Анализируя работу двухтактной схемы усилителя, можно сделать следующие выводы: 1) двухтактная схема позволяет получить лучшую фильтрацию четных гармоник в антенне; 2) в проводах питания ослабляются токи основной частоты и нечетных гармоник, что уменьшает потери энергии и ослабляет паразитную обратную связь через источники питания; 3) емкости ламп в двухтактной схеме включены последовательно относительно контура, что уменьшает начальную емкость схемы; это обстоя-

тельство важно при работе на коротких и метровых волнах; 4) двухтактная схема требует высокого эквивалентного сопротивления контура, что трудно осуществить, особеино на коротких волнах; кроме того, наличие удвоенного колебательного напряжения требует улучшения изоляции контура; 5) условием хорошей работы двухтактной схемы является ее строгая симметрия и подбор ламп, близких по параметрам; это удорожает и усложняет монтаж и регулировку схемы.

Двухтактная схема рассчитывается для одной лампы на половинную мощность, затем удваиваются постоянные составляющие тока, потребляемая и полезиая мощности, колебательное напряжение и сопротивление нагрузки.

Напряжение питания, к. п. д. и критнческий коэффицнент использования анодного иапряжения не изменяются.

Возбуждение двухтактных схем усилителя. Для возбуждення двухтактных схем усилителя необходимы два однннаковых по амплнтуде, но противоположных по фазе напряження. Этн напряжения подаются на сеткн ламп вместе с напряжением смещения. Поэтому схема питання сеток ламп должна быть симметричной относительно земли. Необходимое напряжение возбуждения можно получить как от однотактного, так и от двухтактного возбуднтеля.

При индуктивной схеме связи с однотактным возбуднтелем сдвнг фаз на 180° между напряжениями на сетках обенх ламп достигается заземлением по высокой частоте средней точки катушкн связи.

Лучшие результаты с точки зрения обеспечення хорошей симметрнн дают двухтактные возбуднтели (рнс. 36, *в*) и однотактные с индуктивиой связью, так как в них легче обеспечить равенство напряжений возбуждения плеч.

В отношенин фильтрации гармоник на входе более выгодны двухтактные схемы возбудителей. Однотактные схемы возбудителей с автотрансформаторной и емкостной связью имеют тот недостаток, что они несимметричны в отиошении высших гармоник: если возбуждеиие на одно плечо подается с индуктивиой ветви контура, то на другое — с емкостной, а, как указывалось, фильтрация в этих плечах разиая.

§ 25. Параллельное включение ламп в усилителях мощности

Параллельное включение однотипных ламп при работе на совместную нагрузку применяется в том случае, когда номинальная мощность одной лампы недостаточна по сравнению с заданной.

При параллельном включении электроды ламп соединяются параллельно. При условии идентичности ламп и симметрии монтажа ток, питающий контур, равен сумме анодных токов ламп:

$$i_{\text{а пар}} = i_{\text{а}}' + i_{\text{а}}'' \approx 2i_{\text{а}},$$

где $i_{\text{а}}' \approx i_{\text{а}}'' = i_{\text{а}}$ — анодные токи ламп.

При этом соответственно увеличиваются все составляющие токов лампы, а также полезная и подводимая мощности:

$$I_{\text{а}_0\,\text{пар}} = 2I_{\text{а}_0};\ I_{\text{а}_1\,\text{пар}} = 2I_{\text{а}_1};\ I_{\text{а}_n\,\text{пар}} = 2I_{\text{а}_n}$$

$$P_{0\,\text{пар}} = 2P_0;\ P_{\sim\,\text{пар}} = 2P_{\sim}.$$

Критический режим работы усилителя получается при определенном оптимальном сопротивлении нагрузки лампы. При параллельном включении ламп критический режим наступает при меньшем сопротивлении нагрузки, поскольку увеличивается амплитуда первой гармоники анодного тока. Например, при включении двух ламп сопротивление

$$R_{\text{э. кр. пар}} = \frac{U_{m\text{к}}}{I_{\text{а}_1\,\text{пар}}} = \frac{U_{m\text{к}}}{2I_{\text{а}_1}} = \frac{1}{2} R_{\text{э. кр}}, \qquad (72)$$

где $R_{\text{э. кр}}$ — оптимальное сопротивление нагрузки одной лампы.

Снижение величины оптимального сопротивления нагрузки является важным преимуществом данной схемы по сравнению с двухтактной, потому что при малом $R_{\text{э. кр. пар}}$ легче выполнить условие $a_{\text{кр}} > 6$—8 и тем самым повысить к. п. д. промежуточного контура в сложной схеме выхода.

Выполнение условия (72) при идентичности ламп позволяет получить удвоенную оптимальную мощность. На практике вследствие разброса параметров ламп, несимметрии монтажа и возможных фазовых сдвигов напряжений возбуждения на сетках параллельно включенных ламп

режнмы их работы окажутся различиымн и результирующая мощность схемы меиьше удвоенной:

$$P_{\sim\,пар} = (1{,}7—1{,}9)\,P_{\sim},$$

где $P_{\sim}$ — полезиая мощность одной лампы в критическом режиме.

Прн отключеинн одной лампы другая перейдет в иедонапряженный режим, поскольку сопротнвлеине контура, установленное оптнмальным для двух ламп, окажется в два раза меньше, чем оптнмальная иагрузка одиой лампы. Общая полезная мощность уменьшнтся примерно в четыре раза: в два раза за счет выключення лампы и примерно в два раза за счет перехода оставшейся лампы в недонапряженный режнм, в котором почтн вдвое увелнчнвается остаточное напряженне на аноде и мощиость потерь на нем.

Еслн первоначально нспользовался перенапряженный режнм двух ламп и анодная нагрузка была в два раза больше оптимальиой для параллельной схемы, то выход нз строя одной лампы переведет вторую в критнческий режим, а мощность второй лампы возрастет н будет не намного меиьше, чем при работе двух ламп.

Такнм образом, в параллельиой (а также и в двухтактной) схеме желательио нспользовать переиапряженный режнм, прн котором неснмметрня схемы н разброс параметров ламп в меньшей степенн сказываются на постоянстве полезной мощностн.

При расчете параллельной схемы ее лампы замеияют одной эквнвалентной лампой со следующнми параметрамн:

$$S_{пар} = 2S;\ S_{к.\,пар} = 2S_{к};\ R_{i\,пар} = \frac{1}{2}R_{i},$$

$$D_{пар} = D;\ C_{ак.\,пар} = 2C_{ак};\ C_{ag_1\,пар} = 2C_{ag_1}.$$

Напряження пнтання эквнвалентной лампы не нзмеияются.

Параллельная схема в основном применяется иа средннх н длниных волнах. Использование этой схемы на короткнх волнах не целесообразно нз-за увелнчения емкостн ламп (особенно проходной C_{ag_1}) н монтажа $C_{м}$.

Глава VI

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

§ 26. Принцип действия и режимы работы усилителя мощности

Усилители мощности на полупроводниковых триодах работают в режиме II рода с отсечкой тока коллектора. В зависимости от соотношения величин токов базы и коллектора, как и в ламповом усилителе, различают недонапряженный, критический и перенапряженный режимы. Рассмотрим работу основной схемы усилителя с общим эмиттером (рис. 46).

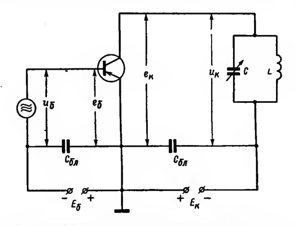


Рис. 46. Схема усилителя мощности с общим эмиттером.

Ток эмиттера аналогичен суммарному (или катодному) току лампы и равен сумме токов базы и коллектора;

$$i_э = i_б + i_к.$$

При подаче на участок эмиттер—база перемеиного напряжеиия возбуждеиия $u_б$ мгиовеииое напряжеиие иа этом участке будет равио

$$e_б = E_б - u_б = E_б - U_{mб} \cos \omega t,$$

где $E_б$ — напряжеине смещеиия;
$U_{mб}$ — амплнтуда напряжеиия возбуждеиия.

Под действием этого иапряжеиия в цепи коллектор—база появится ток в внде косиусоидальных импульсов, которые, как и в ламповом усилителе, можио представнть рядом Фурье:

$$i_к = I_{к_0} + I_{к_1} \cos \omega t + I_{к_2} \cos 2\omega t + \cdots.$$

На иагрузке коллекториой цепи, иастроеиной в резоиаис, появится колебательиое иапряжеиие, вызваниое первой гармоиикой коллекториого тока:

$$u_к = U_{mк} \cos \omega t = I_{к_1} R_э \cos \omega t,$$

где $U_{mк}$ — амплитуда колебательиого напряжеиия иа нагрузке;
$R_э$ — эквивалеитиое сопротивлеиие коллекториого коитура.

Мгиовеииое напряжеиие иа участке коллектор—эмиттер равио алгебраической сумме колебательиого иапряжеиия и постояииого напряжеиия питаиия $E_к$:

$$e_к = u_к + E_к = U_{mк} \cos \omega t + E_к.$$

При работе иа иизких частотах (когда отсутствуют фазовые сдвиги между $u_б$ и $i_к$, рис. 8, *а*) и при постояниой температуре ($t^\circ = \text{const}$) уравнение тока коллектора можио получить тем же путем, что и в ламповом усилителе; в иедоиапряжеииом режиме (при косииусоидальиой форме импульса тока коллектора) оио будет иметь следующий вид:

$$i_к = S_{кл} [(U_{mб} - D_{к.\,э} U_{mк}) \cos \omega t - E_б]. \qquad (73)$$

На рис. 47 представлеиы идеализированные дииамические характеристики усилителя и формы импульсов коллекториого тока в различных режимах работы: иедоиапряжеииом (прямая aa_1, импульс *1*) критическом (прямая *аб*, импульс *2*), переиапряжеииом (ломаиая лииия *абг*, импульс *3*) и сильиоперенапряженном (ломаная линия *адж*, импульс *4*).

Сравнивая эти характеристики с подобными характеристиками лампового усилителя (см. рис. 17), можно отметить их полную аналогию во всех режимах, кроме сильноперенапряженного, в котором у динамических характеристик появляется отрицательный участок *Ож*, указывающий на возникновение обратного тока коллектора (участок *a′a″*, импульс *4*).

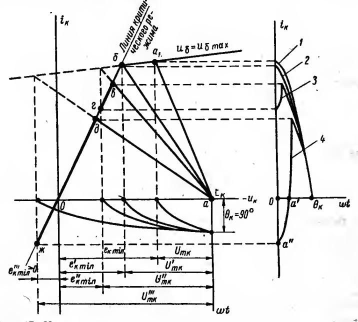


Рис. 47. Идеализированные динамические характеристики и формы импульсов коллекторного тока в усилителе на полупроводниковом триоде.

Влияние температуры на работу усилителя. Сильное влияние изменения температуры на режим усилителя и его токи (особенно коллектора) может быть учтено с помощью дополнительных температурных параметров — температурного напряжения сдвига $E_{t°}$ и коэффициента температурного смещения $D_{t°}$.

При изменении температуры статические характеристики коллекторного тока $i_к = \varphi_1(u_б)$ смещаются параллельно друг другу (при увеличении температуры влево).

Прирост тока, вызваниый измеиеинем температуры, будет равеи:

$$\Delta i_{\text{к}} = \frac{\partial i_{\text{к}}}{\partial t^\circ}\, \Delta t^\circ. \tag{74}$$

С учетом выражения (74) уравнение (73) тока коллектора примет внд

$$i_{\text{к}} = S_{\text{кл}}\left[(U_{m\text{б}} - D_{\text{к.э}} U_{m\text{к}}) \cos \omega t - E_{\text{б}} + \frac{\Delta i_{\text{к}}}{S_{\text{кл}}}\right]. \tag{75}$$

Последнее слагаемое в уравнении (75) имеет размериость напряжения н называется *температурным напряжением сдвига*:

$$E_{t^\circ} = \frac{\Delta i_{\text{к}}}{S_{\text{кл}}} = \frac{\partial u_{\text{б}}}{\partial t^\circ}\, \Delta t^\circ = -D_{t^\circ}\, \Delta t^\circ.$$

где $D_{t^\circ} = -\dfrac{\partial u_{\text{б}}}{\partial t^\circ}$ — коэффнциеит температурного смещения;

$\Delta t^\circ = t^\circ - t_0^\circ$ — разность температур базы в расчетном режиме (t°) н нсходной (t_0°).

Влияние частоты на работу усилителя. С увеличеинем рабочей частоты появляется фазовый сдвнг φ между напряжением возбуждення н первой гармонлкой тока коллектора, вызванный дрейфом носителей в базе ($\varphi_{\text{д}}$) и падением напряжения на внутреннем сопротнвленнн базы ($\varphi_{\text{э. б}}$), которое на высокнх частотах приобретает комплексный характер. В результате фазовый сдвнг будет равен:

$$\varphi = \varphi_{\text{д}} + \varphi_{\text{э. б}}, \tag{76}$$

где $\varphi_{\text{д}} = \omega t_{\text{д}}$ — фазовый угол дрейфа;

$t_{\text{д}}$ — время дрейфа;

$\varphi_{\text{э. б}}$ — фазовый угол между виешним $\overline{U}_{\text{б}}$ н внутреннм $\overline{U}_{\text{э. б}}$ напряжеинем, т. е. между $\overline{U}_{\text{б}}$ н $\overline{I}_{\text{э}}$.

Налнчие фазового сдвнга, увеличнвающегося с ростом частоты, прнводит к усложиеиию формы динамнческой характеристнки: оиа будет эллиптической, как при работе на расстроеннйй коитур.

С учетом рассмотренного сдвига фаз ток коллектора

$$i_{к\,max} = S_{кл}[U_{mб} \cos \omega t - D_{к.\,э} U_{mк} \cos (\omega t - \varphi) - - E_б + E_{t°}].$$

Фазовый сдвиг не влияет на форму импульса коллекторного тока, однако с увеличением частоты высота импульса будет уменьшаться, так как она зависит от фазового сдвига:

$$i_{к\,max} = S_{кл}[U_{mб} - D_{к.\,э}\, U_{mк} \cos \varphi - E_б + E_{t°}]. \quad (77)$$

Кроме того, с ростом частоты высота импульса снижается из-за уменьшения внутреннего напряжения возбуждения $u_{э.\,б}$ вследствие падения части внешнего напряжения возбуждения $u_б$ на внутреннем сопротивлении (см. § 6).

Ток эмиттера в недонапряженном и критическом режимах на низких частотах незначительно отличается от тока коллектора ($i_б \approx 0$). Однако с увеличением частоты форма импульса этого тока изменяется: в конце импульса появляется отрицательный выброс, высота и продолжительность которого увеличиваются с ростом частоты, высота же основного импульса уменьшается.

Отрицательный выброс вызван тем, что на эмиттер при появлении на нем отрицательного относительно базы напряжения возвращается часть неосновных носителей (дырок), причем с повышением частоты скорость изменения напряжения эмиттера увеличивается, и в результате возрастает концентрация дырок, сохранившаяся у эмиттера при изменении знака напряжения на нем, и его обратный ток.

Угол отсечки положительного импульса тока эмиттера $\theta_э$ не зависит от частоты, так как определяется только интервалом времени, в течение которого напряжение на эмиттере положительно; угол отсечки отрицательного выброса пропорционален частоте и зависит от времени дрейфа носителей в базе:

$$\theta_{э_0} \approx \varphi_д = \omega t_д. \quad (78)$$

Оба импульса при расчетах можно считать остроконечными косинусоидальными; результирующий ток эмиттера следует определять после разложения указанных

импульсов в ряд Фурье с учетом взаимного фазового сдвига между импульсами.

Угол отсечки тока коллектора зависит от частоты и равен

$$\theta_к = \theta_э + \theta_{э_0} = \theta_э + \varphi_д,$$

так как ток коллектора запаздывает по фазе относительно тока эмиттера на угол $\varphi_д$ и появляется через время $t_д$ после возникновения тока эмиттера.

Прекращается ток коллектора в момент исчезновения неосновных носителей из базы, т. е. в момент окончания отрицательного импульса тока эмиттера.

Ввиду сложности реальной формы импульса тока базы последний удобнее определять как разность токов эмиттера и коллектора:

$$\bar{I}_б = \bar{I}_э - \bar{I}_к.$$

На низких частотах в недонапряженном режиме ток базы имеет форму косинусоидальных импульсов с углом отсечки, равным $\theta_к$; при переходе в перенапряженный режим форма импульса меняется: его вершина обостряется.

Фазовые соотношения в схеме усилителя при работе на низких частотах полностью аналогичны подобным соотношениям в ламповых схемах, за исключением сильноперенапряженного режима.

На рис. 48, *а*, *б* показаны импульсы токов коллектора и базы в недонапряженном (или критическом) режиме, на рис. 48, *в*, *г* — в слабоперенапряженном, а на рис. 48, *д*, *е* — в сильноперенапряженном режимах.

Расчет режимов усилителей на полупроводниковых триодах на низких частотах производится так же, как и ламповых.

В отличие от ламповых усилителей в полупроводниковых триодах уже сравнительно на невысоких частотах начинают сказываться рассмотренные выше явления запаздывания тока коллектора и фазовых сдвигов в цепи базы, а именно на частотах

$$f > (0{,}1—0{,}2)\, f_\alpha,$$

где f_α — предельная частота усиления по току в схеме с общей базой (на этой частоте у плоскостных триодов коэффициент усиления по току α падает до 70% низкочастотного значения).

На рнс. 49 прнведены фазовые соотношения иапряжений и токов в уснлителе мощиости при работе иа высоких частотах в иедонапряженном нлн критическом режимах без учета нскажений формы напряжения возбуждеиня, вызваиных нелииейиымн свойствами входиой цепи при сильиых сигналах.

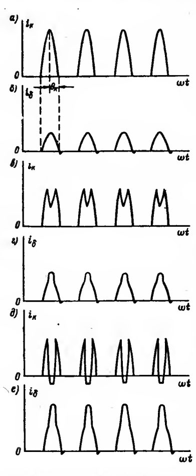


Рис. 48. Времениые диаграммы токов коллектора и базы в различных режимах работы полупроводникового триода: *а*, *б* — в недонапряжениом (или критическом); *в*, *г* — в слабоперенапряженном; *д*, *е* — в сильиоперенапряженном.

Внутреннее напряжеине возбуждеиия иа переходе эмнттер — база будет отставать от виешиего иа угол $\varphi_{э.б}$ (рис. 49, *а*).

В моменты положительиого напряжения иа эмиттере (t_1—t_2, t_3—t_4 и т. д.; рис. 49, *а*) появляется положнтельиый нмпульс тока, после которого наблюдается отрнцательиый выброс длнтельиостью, примерно равиой удвоениому времеии дрейфа (рис. 49, *б*).

Импульс тока коллектора запаздывает отиосительно тока эмиттера иа фазовый угол $\varphi_д$ и заканчивается в момеит окончания отрицательиого импульса тока эмиттера (рис. 49, *в*). Импульс тока базы находится как разность указаниых токов $i_э$ и $i_к$ и состоит из двух импульсов — положнтельиого и отрицательиого, причем высота последиего будет расти с частотой. Его угол отсечки примерно равен углу отсечки положительиого импульса (рнс. 49, *г*).

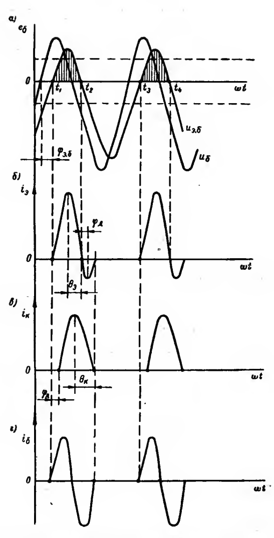


Рис. 49. Фазовые соотношения напряжений и токов в усилителе мощности на полупроводниковом триоде при работе в области высоких частот: *а* — зависимости $u_б = \varphi(\omega t)$ и $u_{э.б} = \varphi_1(\omega t)$; *б* — зависимость $i_э = \varphi_2(\omega t)$; *в* — зависимость $i_к = \varphi_3(\omega t)$; *г* — зависимость $i_б = \varphi_4(\omega t)$.

§ 27. Энергетические показатели усилителя мощности

Основными энергетическими показателями усилителей на полупроводниковых триодах, как и ламповых, являются: подводимая мощность

$$P_0 = I_{\text{к}_0}|E_{\text{к}}| = \alpha_0 i_{\text{к max}}|E_{\text{к}}|,$$

полезная мощность

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{\text{к}_1} U_{m\text{к}} = \frac{1}{2}\alpha_1 i_{\text{к max}} \xi |E_{\text{к}}|$$

($\xi = \frac{U_{m\text{к}}}{|E_{\text{к}}|}$ — коэффициент использования коллекторного напряжения), мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{\text{к}} = P_0 - P_{\sim}$$

и к. п. д. коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{1}{2}\xi\frac{\alpha_1}{\alpha_0}.$$

Нагрузочные характеристики усилителя также подобны характеристикам ламповых схем.

Мощность возбуждения на низких частотах

$$P_{\text{в}} = \frac{1}{2} I_{\text{б}_1} U_{m\text{б}} = \frac{1}{2}\alpha_1 i_{\text{б max}} U_{m\text{б}}.$$

Высоту импульса $i_{\text{б}max}$ можно получить из статических характеристик при $u_{\text{б}} = u_{\text{б max}} = E_{\text{б}} - U_{m\text{б}}$ и $u_{\text{к}} = u_{\text{к min}} = U_{m\text{к}} - |E_{\text{к}}|$.

Мощность, затраченная в источнике смещения,

$$P_{\text{б}_0} = I_{\text{б}_0}|E_{\text{б}}| = \alpha_0 i_{\text{б max}}|E_{\text{б}}|.$$

Мощность рассеяния на базе

$$P_{\text{б}} = P_{\text{в}} - P_{\text{б}_0}.$$

Наличие двух разнополярных импульсов тока базы на высоких частотах приводит к тому, что в составе тока базы, кроме результирующей постоянной составляющей, которая будет иметь прямое или обратное направление (в зависимости от соотношения высот положительного и отрицательного импульсов), появятся две составляющие первой гармоники тока базы $I_{\text{б}_1}$: косинусоидальная (от положительного импульса) и синусоидальная (от отрицательного импульса), т. е. активная $I_{\text{б}_1\text{а}}$ и реактивная $I_{\text{б}_1\text{р}}$.

Активная (косинусоидальная) составляющая тока базы совпадает по фазе с напряжением на ней, реактивная (синусоидальная) сдвинута по фазе на 90° в сторону опережения и имеет емкостный характер:

$$\overline{I}_{б_1} = \overline{I}_{б_1 а} + \overline{I}_{б_1 р}.$$

Наличие активной и емкостной составляющих входного тока (т. е. тока базы) указывает на появление активной и реактивной составляющих входной проводимости $Y_{вх}$:

$$Y_{вх} = g_{вх} + jb_{вх},$$

где $g_{вх} = \dfrac{\overline{I}_{б_1 а}}{\overline{U}_{mб}}$ — активная проводимость;

$b_{вх} = \dfrac{\overline{I}_{б_1 р}}{\overline{U}_{mб}} = \omega C_{вх}$ — реактивная проводимость;

$C_{вх}$ — входная емкость.

При расчетах мощности возбуждения удобнее активную составляющую тока базы определять как разность активных составляющих токов эмиттера и коллектора (совпадающих по фазе с напряжением возбуждения):

$$I_{б_1 а} = I_{э_1 а} - I_{к_1 а} = I_{э_1} \cos \varphi_{э.б} - I_{к} \cos \varphi.$$

При этом мощность возбуждения

$$P_{в} = \frac{1}{2} I_{б_1 а} U_{mб} = \frac{1}{2} (I_{э_1} \cos \varphi_{э.б} - I_{к_1} \cos \varphi)\, U_{mб}\,.$$

§ 28. Схемы усилителей мощности

На рис. 50 приведены схемы промежуточных усилителей с различными видами междукаскадных связей — автотрансформаторной (рис. 50, *а*), емкостной (рис. 50, *б*) и индуктивной (рис. 50, *в*) — аналогичные ламповым. При расчете схем следует учитывать входную проводимость последующего усилителя и пересчитывать ее в коллекторный контур, задаваясь коэффициентом включения со стороны базы последующего усилителя

$$p = \frac{U'_{mб}}{U_{mк}},$$

где $U'_{mб}$ — амплитуда внешнего напряжения возбуждения последующего усилителя;

$U_{mк}$ — амплитуда коллекторного напряжения данного усилителя.

К. п. д. передачи, как и в ламповых схемах, берется в пределах 0,2—0,8.

Выходные усилители мощности строятся как по простой, так и по сложной схемам. Варианты построения схем аналогичны ламповым.

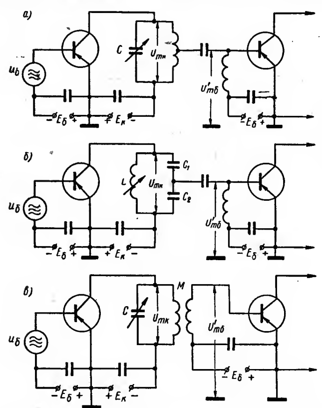


Рис. 50. Схемы промежуточных усилителей на полупроводниковых триодах при различных видах связи с последующим усилителем: *а* — с автотрансформаторной; *б* — с емкостной; *в* — с индуктивной.

На рис. 51, *а* показан вариант простой схемы при емкостном характере антенны ($L_н$ — индуктивность настройки антенны, $C_{св}$ — емкость связи). Вариант одной из сложных схем выхода показан на рис. 51, *б*. Связь

промежуточного контура с антенным — автотрансформаторная. Настройка антенны производится вариометром $L_н$, промежуточного контура — емкостью C.

В отличие от ламповых, в схемах выходных каскадов значительно снижается эквивалентное сопротивление,

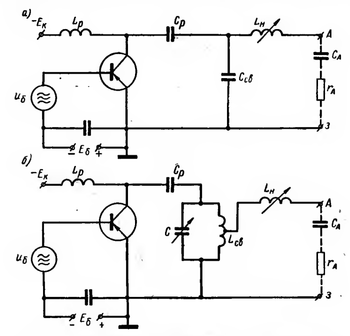


Рис. 51. Схемы выходных усилителей на полупроводниковых триодах: *а* — простая; *б* — сложная.

обеспечивающее критический режим ($R_{э.\,кр}$), поэтому почти всегда параметр $a_{кр} \gg 1$. Увеличение $a_{кр}$ приводит к повышению к. п. д. промежуточного контура, в результате чего максимумы мощности в промежуточном и антенном контурах практически совпадают.

Расчет энергетических режимов выходных усилителей мощности на полупроводниковых триодах на низких частотах полностью аналогичен расчетам режимов ламповых схем. При расчетах на более высоких частотах следует учитывать инерционность триода и фазовые сдвиги между напряжением возбуждения и током коллектора.

Глава VII
ЛАМПОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

§ 29. Физические процессы самовозбуждения генераторов

В современных радиопередатчиках высокочастотные колебания получают с помощью ламповых генераторов, которые преобразуют энергию постоянного тока или тока промышленной частоты в токи высокой частоты.

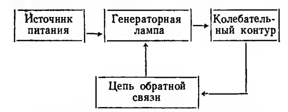


Рис. 52. Блок-схема лампового генератора.

Такое преобразование возможно в нелинейных системах; ламповый генератор представляет характерный пример такой системы.

Ламповый генератор состоит из электронной лампы, колебательного контура, цепи обратной связи и источников питания (рис. 52).

Незатухающие высокочастотные колебания образуются в колебательном контуре генератора только в том случае, когда необратимые потери энергии в контуре сведены к нулю.

Во всяком колебательном контуре всегда существуют флюктуационные токи, которые вызваны тепловым хаотическим движением свободных электронов в проводниках. Под влиянием этих токов в контуре непрерывно возникают и непрерывно затухают собственные колебания с малыми амплитудами. Лампа и цепь обратной связи предназначены для превращения этих колебаний в не-

затухающие. Для этого должны быть выполнены следующие условия.

1. Необратимые потери в контуре, вызывающие уменьшение амплитуды колебаний, должны непрерывно пополняться. Если обозначить потери энергии в контуре за период величиной ΔP, то для получения незатухающих колебаний в каждый период в контур должна вноситься энергия $P_{вн} = \Delta P$, что и осуществляется в ламповом генераторе за счет анодного тока лампы, питающего контур. Указанное условие является необходимым, но недостаточным.

2. Пополнение контура энергией должно происходить в определенные моменты времени, а именно: направление первой гармоники анодного тока, доставляющей энергию в контур, должно совпадать с полярностью колебательного напряжения на контуре.

Данные условия являются основными для самовозбуждения.

Первое условие, определяющее количественную сторону пополнения энергии в контуре, называют *балансом амплитуд*; второе, определяющее фазовые соотношения в генераторе, — *балансом фаз*.

Эти условия выполняются с помощью цепи обратной связи, которая служит для передачи части энергии из контура на управляющую сетку генераторной лампы в нужные моменты времени. Цепью обратной связи может служить либо катушка связи, подключенная к сетке лампы и индуктивно связанная с контурной катушкой, либо элементы контура, с которых снимается часть контурного напряжения и подается на сетку лампы. Это напряжение обратной связи должно так управлять анодным током генератора, чтобы ток нес в себе достаточное количество энергии $P_{вн} = \Delta P$ и чтобы его направление совпадало с полярностью контурного напряжения. Фазовые соотношения между напряжениями на сетке, контуре и аноде и анодным током будут такими же, как в ламповом усилителе.

На рис. 53 показаны основные принципиальные схемы генераторов с индуктивной (рис. 53, *а*) автотрансформаторной (рис. 53, *б*) и емкостной (рис. 53, *в*) обратной связью.

Индуктивная связь осуществляется взаимоиндукцией между контурной катушкой $L_а$ и катушкой связи $L_{св}$, включенной в цепь сетки.

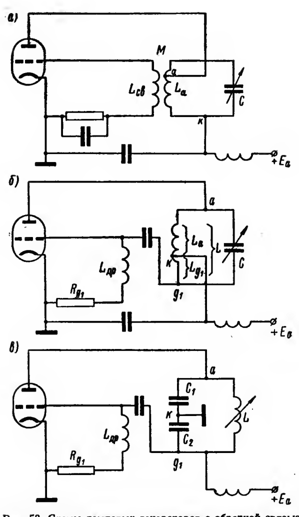


Рис. 53. Схемы ламповых генераторов с обратной связью: *а* — индуктивной; *б* — автотрансформаторной; *в* — емкостной.

В схемах с автотрансформаторной и емкостной обратной связью напряжение возбуждения на сетку подается с части катушки контура (L_{g_1}) или с части его емкости (C_2).

Баланс амплитуд в схемах получают подбором необходимой величины обратной связи. Для обеспечения баланса фаз переменные напряжения на сетке и на аноде лампы должны изменяться в противофазе. При индуктивной связи это достигается соответствующим подключением концов катушки связи к цепи сетки, а в других схемах — подключением сетки к такой точке контура, потенциал которой противоположен потенциалу анодного конца контура.

Рассмотренные условия самовозбуждения генератора даже при точном выполнении еще не гарантируют его нормальной работы.

Теория колебательных систем указывает на два основных состояния равновесия: неустойчивое и устойчивое. При неустойчивом состоянии равновесия сколь угодно малые отклонения системы от этого состояния приводят к тому, что система начинает непрерывно отходить от него, пока не перейдет в другое, устойчивое состояние (если оно имеется). При устойчивом состоянии равновесия небольшие отклонения системы приводят к возвращению ее в прежнее положение устойчивого равновесия.

Для самовозбуждения лампового генератора необходимо, чтобы в начальный момент работы, когда включаются источники питания, состояние его было таким, при котором ничтожно малые флюктуационные колебания в контуре вывели бы генератор из состояния неустойчивого равновесия и привели к непрерывному возрастанию колебаний в контуре. Это может иметь место тогда, когда энергия, поступающая в контур в последующий период, больше, чем в предыдущий. Ток первой гармоники, а следовательно, ток в контуре, напряжение на нем и напряжение возбуждения, подаваемое на сетку, начнут непрерывно увеличиваться. Процесс возрастания колебаний происходит до тех пор, пока в генераторе не установятся некоторые стационарные анодный ток и напряжение, обусловленные нелинейными свойствами характеристики лампы (с увеличением амплитуды напряжения на сетке крутизна характеристики лампы уменьшается и рост амплитуды анодного тока и колебательного напряжения прекращается).

Стациоиарное состояние, в которое придет ламповый геиератор, должио быть устойчивым, т. е. небольшие отклонения токов и напряжений от стационариого значения ие должны вызывать длительиых отклонений режима генератора от этого состояния.

Устойчивость стационариого состояиия обеспечивается в том случае, когда при амплитудах на контуре, бóльших стациоиарных, в контур поступает меиьшее количество энергии, чем это необходимо для стационарного режнма, т. е. $P_{\text{вн}} < \Delta P$. Амплитуды колебаний на контуре будут умеиьшаться до тех пор, пока не придут к прежнему стационарному значению. При уменьшении же амплитуд колебаний по сравнению со стацнонарнымн значениямн в контур должна подаваться большая энергия, т. е. $P_{\text{вн}} > \Delta P$. Избыток энергии пойдет иа увеличение амплитуд колебаний до стационарного значения.

Процесс пополнения потерь в коитуре математически можно представить в иесколько иином виде. Потери энергии в контуре можно выразить через его активное сопротивление r. Появление добавочной активной энергии в коитуре можно рассматривать как умеиьшение активного сопротивления коитура.

При иаличии в генераторе обратиой связи остаточиая мощиость потерь в контуре $P_{\text{ост}}$ будет равна разности мощности потерь и мощности, виосимой за счет обратной связи: $P_{\text{ост}} = \Delta P - P_{\text{вн}}$.

Выражая мощность потерь в коитуре через активное сопротивление r, а вносимую мощность через вносимое сопротивлеиие $r_{\text{вн}}$, получим:

$$P_{\text{ост}} = \frac{1}{2} I_{\text{к}_1}^2 r - \frac{1}{2} I_{\text{к}_1}^2 r_{\text{вв}} = \frac{1}{2} I_{\text{к}_1}^2 (r - r_{\text{вн}}),$$

откуда результирующее активное сопротивление контура

$$r' = r - r_{\text{вн}}.$$

Самовозбуждеине возможно при условии, если $r' \leqslant 0$ т. е. если

$$r \leqslant r_{\text{вн}}.$$

Таким образом, для самовозбуждеиия геиератора необходимо иаличие в его цепи отрицательиого активиого сопротивления, иа котором фазы иапряжения и тока

будут противоположны; иначе говоря, вольтамперная характеристика системы должна иметь падающий характер, при котором угловой коэффициент, определяющий сопротивление системы, будет отрицательным. Такой характер имеет динамическая характеристика лампового генератора.

Количественные соотношения при самовозбуждении. В установившемся режиме работы генератора токи и напряжения являются периодическими функциями времени. В этом случае можно воспользоваться символическим методом анализа, вводя понятие комплексных амплитуд.

Для упрощения расчетов токи сетки и высшие гармоники анодного тока можно не учитывать, так как первые принципиально не влияют на процесс самовозбуждения, а вторыми можно пренебречь при достаточно высокой добротности контура и его хороших фильтрующих свойствах.

Эквивалентная схема генератора в установившемся режиме подобна схеме усилителя (рис. 22), отличие состоит лишь в том, что в генераторе напряжение возбуждения U_{mg_1}, обеспечивающее стационарный режим, подается с анодного контура, а в усилителе — от постороннего источника напряжения.

Для эквивалентной схемы генератора справедливо следующее уравнение комплексной амплитуды первой гармоники анодного тока:

$$\overline{I}_{a_1} = \frac{\mu \overline{U}_{mg_1}}{R_i' + Z_э}, \qquad (79)$$

где $\overline{I}_{a_1}$ и $\overline{U}_{mg_1}$ — комплексные амплитуды тока и напряжения;

$Z_э$ — комплексное эквивалентное сопротивление контура.

Введение в уравнение тока комплексного сопротивления контура необходимо потому, что в общем случае частота генерируемых колебаний f может не совпадать с собственной частотой контура f_0. В результате появится фазовый сдвиг между первой гармоникой анодного тока и напряжением на контуре и эквивалентное сопротивление контура будет содержать не только активную $r_э$, но и реактивную $x_э$ составляющие:

$$Z_э = r_э + jx_э.$$

Из уравнения (79) можио определить напряжение возбуждення, обеспечнвающее стацнонарный режнм генератора:

$$\overline{U}_{mg_1} = D\left(R_i' + Z_э\right)\overline{I}_{a_1} = \left(\frac{\alpha_i}{S} + DZ_э\right)\overline{I}_{a_1}. \qquad (80)$$

Такое напряжеиие должио возинкать иа сетке под действием обратиой связи, т. е.

$$\overline{U}_{mg_1} = jx_{о.\,с}\overline{I}_{к_1}, \qquad (81)$$

где $x_{о.\,с}$ — сопротивленне обратиой связи;

$\overline{I}_{к_1}$ — комплексиая амплитуда тока в коитуре.

Величииу и фазу обратиой связн удобио охарактеризовать коэффициентом обратной связн, который показывает, какая часть контурного напряжеиия подается на сетку н в какой фазе:

$$\overline{K}_{о.\,с} = \frac{\overline{U}_{mg_1}}{\overline{U}_{mк}} = \frac{\overline{U}_{mg_1}}{\overline{I}_{a_1}Z_э}. \qquad (82)$$

Из уравиеиий (81) н (82) следует, что напряжение возбуждеиия, поступающее иа сетку лампы с коитура,

$$\overline{U}_{mg_1} = jx_{о.\,с}\overline{I}_{к_1} = \overline{K}_{о.\,с}Z_э\overline{I}_{a_1}. \qquad (83)$$

Прн равеистве напряжеиия $\overline{U}_{mg_1}$ (по велнчине н фазе) напряжеиию, обеспечивающему стациоиарный режим генератора [уравненне (80)], будут выполиеиы н балаис амплнтуд н баланс фаз (однако об устойчнвости этого состояиия суднть еще нельзя). Таким образом, прнравннвая уравиеиня (80) н (83), можио получить осиовиое условие самовозбуждеиия в общем виде:

$$\left(\frac{\alpha_i}{S} + DZ_э\right)\overline{I}_{a_1} = \overline{K}_{о.\,с}Z_э\overline{I}_{a_1},$$

откуда

$$\overline{K}_{о.\,с} = \frac{\alpha_i}{SZ_э} + D.$$

Обозначив велнчину $\frac{S}{\alpha_i} = S_{ср}$, получим

$$\overline{K}_{о.\,с} = \frac{1}{S_{ср}Z_э} + D. \qquad (84)$$

Из уравнення (84) и вытекают количественные соотношеиия, математически характеризующие балаис фаз и балаис амплитуд. Балаис амплитуд получается при равенстве модулей правой н левой частей уравиеиня (84), а балаис фаз — прн равеистве нх фазовых углов. Определим эти условия, полагая проницаемость лампы достаточио малой (что ие вносит большой погрешиости, особеиио прн использоваинн экраиированиых ламп).

При $D = 0$

$$\overline{K}_{\text{о. с}} S_{\text{ср}} Z_{\text{э}} = 1,$$

откуда произведеине модулей этих величии (балаис амплитуд)

$$K_{\text{о. с}} S_{\text{ср}} z_{\text{э}} = 1 \tag{85}$$

и сумма фазовых углов (балаис фаз)

$$\varphi_{K_{\text{о. с}}} + \varphi_{\text{э}} = 0, \tag{86}$$

где $\varphi_{K_{\text{о. с}}}$ — фазовый угол коэффициента обратиой связи, характеризующий сдвиг фаз между иапряжеиием иа анодном контуре и напряжением обратиой связи;

$\varphi_{\text{э}}$ — фазовый угол анодиой нагрузкн, характеризующий сдвиг фаз между иапряжеиием иа аиодиом контуре и током первой гармоинки.

Балаис амплитуд. Условие (85) балаиса амплитуд позволяет определить коэффициент обратиой связн, при котором возможио самовозбуждеиие:

$$K_{\text{о. с}} = \frac{1}{S_{\text{ср}} z_{\text{э}}}.$$

Так как генернруемая частота блнзка к собствеииой частоте контура, то эквивалеитиое сопротивлеиие коитура при расчетах коэффициеита обратиой связи можио считать чисто активным. Тогда

$$K_{\text{о. с}} \approx \frac{1}{S_{\text{ср}} R_{\text{э}}}. \tag{87}$$

Рассмотрнм величину $S_{\text{ср}}$, которая называется *средней крутизной*, и ее влняиие на самовозбуждеиие.

Как указывалось, для всякого усилителя и генератора с настроенным контуром должно выполняться следующее соотношение:

$$I_{a_1} = \frac{\mu U_{mg_1}}{R_i' + R_э} = \frac{U_{mg_1}}{DR_i' + DR_э} = \frac{U_{mg_1}}{\frac{\alpha_i}{S} + DR_э},$$

где $R_i' = \alpha_i R_i$ и $S = \frac{1}{DR_i}$.

Полагая $D \ll 1$, получим

$$I_{a_1} \approx \frac{U_{mg_1}}{\frac{\alpha_i}{S}} = S_{ср} U_{mg_1},$$

откуда

$$S_{ср} \approx \frac{I_{a_1}}{U_{mg_1}}. \tag{88}$$

Средняя крутизна характеризуется отношением амплитуд первой гармоники анодного тока и напряжения возбуждения.

Если мгновенная крутизна характеристики $S = \frac{di_a}{du_{g_1}}$ непрерывно меняется вдоль характеристики лампы, зависит от ее формы и является периодической функцией времени, то средняя крутизна остается постоянной в течение каждого периода колебаний напряжения на сетке и меняется только от периода к периоду по мере изменения U_{mg_1} и I_{a_1}. Это значит, что за каждый период колебаний характеристику лампы можно считать линейной и анодный ток чисто синусоидальным. При переходе от одного периода к другому $S_{ср}$ меняется и зависимость $S_{ср} = \varphi(U_{mg_1})$ оказывается нелинейной.

Такое представление о процессе самовозбуждения упрощает расчеты и облегчает исследование.

На рис. 54, *а* показана зависимость средней крутизны характеристики лампы от амплитуды напряжения возбуждения в режиме I рода. Из графиков следует, что с увеличением амплитуды напряжения возбуждения средняя крутизна уменьшается.

В режиме II рода изменение средней крутизны носит более сложный характер (рис. 54, *б*). С увеличением ам-

плитуды напряжения возбуждения средняя крутизна увеличивается до максимального значения ($S_{\text{ср max}} = S$), равного крутизне среднего участка, а затем уменьшается.

Такое изменение крутизны приводит к соответствующим изменениям амплитуды первой гармоники анодного тока.

Зависимость $I_{a_1} = \varphi(U_{mg_1})$ или $I_{\text{к}_1} = \varphi(U_{mg_1})$ называется *колебательной характеристикой*. Форма характеристики зависит от начального режима работы генератора, а этот режим определяется выбранным напряжением смещения.

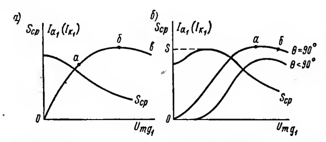


Рис. 54. Зависимость средней крутизны характеристики и амплитуды первой гармоники от амплитуды напряжения возбуждения: *а* — в режиме I рода; *б* — в режиме II рода.

Если начальная рабочая точка устанавливается на линейном участке характеристики лампы, то колебательная характеристика имеет выпуклую форму (рис. 54, *а*). При этом участок *Оа* характеристики соответствует режиму I рода, участок *аб* — недонапряженному режиму II рода и участок *бв* — перенапряженному режиму. Указанная форма характеристики наблюдается при угле отсечки θ, лежащем в пределах $90° < \theta \leqslant 180°$.

При угле отсечки $\theta \leqslant 90°$ (рис. 54, *б*) колебательная характеристика (в соответствии с изменением средней крутизны) имеет вогнуто-выпуклую форму и проходит через начало координат только тогда, когда $\theta = 90°$. Участок *Оа* соответствует недонапряженному режиму, участок *аб* — перенапряженному. По колебательным характеристикам можно произвести графический анализ самовозбуждения.

Из уравнения баланса амплитуд следует, что величина коэффициента обратной связи зависит от средней крутизны. Минимальное значение $K_{\text{о. с}}$ наблюдается в том

случае, когда средняя крутизна максимальна, т. е. при работе на среднем участке характеристики в режиме I рода:

$$K_{\text{о. с min}} = \frac{1}{SR_э}, \tag{89}$$

где S — крутизна среднего участка характеристики.

Для самовозбуждения в режиме II рода требуется больший коэффициент обратной связи, т. е. оно наступает, когда

$$K_{\text{о. с}} \geqslant K_{\text{о. с min}} = \frac{1}{SR_э}.$$

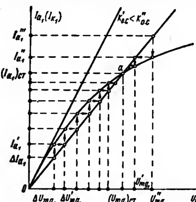


Рис. 55. Прямые обратной связи и колебательные характеристики в режиме I рода («мягкое» самовозбуждение).

Рассмотрим вопрос устойчивости баланса амплитуд. Для этого воспользуемся графическим методом, который использует колебательные характеристики генератора и прямые обратной связи, выражаемые зависимостью

$$U_{mg_1} = K_{\text{о. с}} U_{m\kappa} = K_{\text{о. с}} R_э I_{a_1} = x_{\text{о. с}} I_{\kappa_1}. \tag{90}$$

Эта зависимость показывает, что при данной обратной связи амплитуда первой гармоники анодного тока и амплитуда тока в контуре являются линейными функциями амплитуды напряжения возбуждения:

$$I_{a_1} = \frac{1}{K_{\text{о. с}} R_э} U_{mg_1}; \quad I_{\kappa_1} = \frac{1}{x_{\text{о. с}}} U_{mg_1}. \tag{91}$$

Угловой коэффициент прямой зависит от величины связи. Чем больше $x_{\text{о. с}}$ и $K_{\text{о. с}}$, тем более полого проходит прямая обратной связи.

Совместим на одном графике колебательную характеристику и семейство прямых обратной связи (рис. 55).

Графики показывают, что при $K_{\text{о. с}} > K'_{\text{о. с}}$ колебательная характеристика и прямая обратной связи пересекутся. Очевидно, что точка пересечения имеет коорди-

наты, удовлетворяющие уравнениям как той, так и другой функции, т. е. в этой точке выполняется баланс амплитуд и $K_{о.с}R_э I_{a_1} = D I_{a_1}(R_i' + R_э)$. Баланс амплитуд выполняется и в начале координат.

Амплитуды тока и напряжения, соответствующие балансу амплитуд, называются *стационарными*. Чем больше $K_{о.с}$, тем больше будут стационарные значения амплитуд $(I_{a_1})_{ст}$ и $(U_{mg_1})_{ст}$.

Рассмотрим устойчивость стационарных режимов в точках O и a.

Состояние покоя, когда токи равны нулю, является неустойчивым, так как незначительные отклонения контурного тока, а следовательно, и первой гармоники анодного тока от нулевого значения (ΔI_{a_1}) вследствие тепловых флюктуаций электронов в контуре, вызовут некоторое напряжение возбуждения ΔU_{mg_1}, величину которого можно определить по линии обратной связи. Это напряжение в свою очередь вызовет ток I_{a_1}', который определяется колебательной характеристикой; ток вызовет новое, большее значение возбуждения $\Delta U_{mg_1}'$, и так далее (как показано на рис. 55) до тех пор, пока процесс не придет в точку a, т. е. пока в схеме не установятся стационарные значения тока и напряжения.

Точка a, определяющая стационарный режим, является устойчивой. При случайных уменьшениях амплитуд тока, когда $I_{a_1} < (I_{a_1})_{ст}$, колебания будут нарастающими и амплитуда снова увеличится до $(I_{a_1})_{ст}$. При случайных увеличениях тока свыше стационарного значения, когда $I_{a_1}'' > (I_{a_1})_{ст}$, этот увеличенный ток вызовет напряжение возбуждения U_{mg_1}'', которое сможет поддержать меньший ток I_{a_1}'' (в соответствии с колебательной характеристикой). Меньший ток I_{a_1}'' вызовет меньшее возбуждение U_{mg_1}' и так далее до тех пор, пока амплитуды не уменьшатся до стационарных значений.

Рассмотренный процесс самовозбуждения генератора называется *мягким самовозбуждением* и характерен для работы с углом отсечки $\theta > 90°$. Для мягкого самовозбуждения не нужно значительных начальных толчков тока в контуре. Изменение связи при мягком самовозбуждении приводит к плавному изменению стационарных амплитуд тока и напряжения.

Иной характер носит самовозбуждение при $\theta \leqslant 90°$. На рис. 56 представлена колебательная характеристика для этого режима и семейство прямых обратной связи. Здесь возможны три случая работы в зависимости от величины коэффициента обратной связи.

1. При $K_{\text{о. с}} \leqslant K'_{\text{о. с}}$ самовозбуждение невозможно, так как в точке *б* состояние оказывается неустойчивым, и при отклонении амплитуды тока в любую сторону от значе-

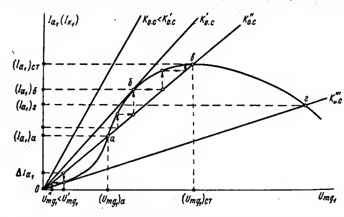


Рис. 56. Прямые обратной связи и колебательные характеристики в режиме II рода («жесткое» самовозбуждение).

ния $(I_{a_1})_б$ колебания будут затухать до нуля. Состояние покоя будет устойчивым, так как при $\Delta I_{a_1} > 0$ $U''_{mg_1} < U'_{mg_1}$, и колебания затухнут. Для получения самовозбуждения необходимо, чтобы $K_{\text{о. с}} > K'_{\text{о. с}}$.

2. При $K_{\text{о. с}} = K'_{\text{о. с}}$ получаются три стационарные точки: *О*, *а* и *в*. Нетрудно видеть, что в точках *О* и *в* состояние устойчиво, так как в них увеличение тока приводит к затуханию колебаний: в первом случае до нуля, а во втором — до значения $(I_{a_1})_{\text{ст}}$, а уменьшение тока (что возможно только в точке *в*) — к нарастанию колебаний, как в точке *О* при мягком самовозбуждении (рис. 55).

Следовательно, в рассматриваемом случае самовозбуждение самопроизвольно начаться не может; необходим начальный толчок тока $I_{a_1} > (I_{a_1})_a$, который приве-

дет к амплитуде $U_{mg_1} > (U_{mg_1})_a$ и сделает колебания нарастающими.

При $U_{mg_1} < (U_{mg_1})_a$ колебания будут убывать. По этим соображениям точка *a*, хотя и определяет стационарный режим, является неустойчивой. Малейшее изменение тока в этой точке всегда приведет либо к нарастанию колебаний (до $I_{a_1})_{ст}$, либо к срыву их.

3. При увеличении связи до $K_{о.с} > K'''_{о.с}$ образуется стационарная точка *г*; состояние покоя окажется неустойчивым, и самовозбуждение начнется самопроизвольно. Однако такой случай на практике встречается редко, так как требует чрезмерно большой обратной связи (что не всегда выполнимо) и кроме того приводит к уменьшению стационарных амплитуд.

Начальный толчок тока и резкий срыв колебаний при уменьшении $K_{о.с}$ до значения $K'_{о.с}$ характерны для режима II рода. Такое самовозбуждение называется *жестким*. Начальные толчки токов при жестком самовозбуждении можно получить путем повторных включений напряжения анодного питания генератора, в результате чего появляются значительные токи переходных процессов.

Жесткое самовозбуждение в генераторах радиопередатчиков не применяется, так как при таком самовозбуждении необходим значительный начальный толчок тока. Мягкое самовозбуждение возможно только в режиме I рода, обладающем плохими энергетическими показателями.

Для получения мягкого самовозбуждения (и в то же время для сохранения режима II рода) в генераторах применяют автоматическое сеточное смещение. При таком смещении в начальный момент возникновения колебаний работа происходит на среднем участке характеристики лампы в режиме I рода и самовозбуждение будет мягким. По мере нарастания амплитуд увеличивается отрицательное смещение на сетке и рабочая точка переходит влево, устанавливая в генераторе режим II рода.

Наличие автоматического смещения приводит также к большей устойчивости амплитуд колебаний и меньшей их зависимости от сеточных токов.

Баланс фаз. Уравнение (86) выражает условия баланса фаз, т. е. необходимость таких фазовых соотношений, при которых напряжение возбуждения $\overline{U}_{mg_1}$, снимаемое

с контура, протнвофазно аиодному напряженню $\overline{U}_{ma}$ н иаходится в фазе с напряжением на контуре $\overline{U}_{mк}$.

Балаис фаз определяет равенство фазовых углов:

$$\varphi_э = -\varphi_{K_{o.c}}.$$

Угол $\varphi_э$ зависит от характера сопротивлеиня нагрузкн и определяется из соотношеиня

$$\operatorname{tg}\varphi_э = \frac{x_э}{r_э},$$

где $x_э$ н $r_э$ — составляющие эквивалентиого сопротивления коитура.

Если $x_э = 0$, то н $\varphi_э = 0$. Ток $\overline{I}_{a_1}$ и напряженне $\overline{U}_{mк}$ совпадают по фазе (см. рнс. 57, *а*). Прн $x_э > 0$ напряжение на коитуре опережает по фазе ток первой гармоиикн иа угол $\varphi_э > 0$. При $x_э < 0$, иаоборот, ток первой гармоиики опережает по фазе иапряжеиие иа контуре.

Угол $\varphi_{K_{o.c}}$ представляет фазовый угол между иапряжеиием на коитуре и иапряжеиием возбуждеиия.

Еслн представнть $\overline{K}_{o.c}$ в виде вещественной и миимой составляющих, то

$$\overline{K}_{o.c} = K_{o.c_1} + jK_{o.c_2} \text{ и } \operatorname{tg}\varphi_{K_{o.c}} = \frac{K_{o.c_2}}{K_{o.c_1}}.$$

Угол $\varphi_{K_{o.c}}$ следует отсчитывать от напряжеиия $\overline{U}_{mк}$ к напряжению $\overline{U}_{mg_1}$ (рис. 57, *б*).

Равеиство углов $\varphi_э = -\varphi_{K_{o.c}}$ указывает иа то, что иапряжение на сетке лампы создает аиодиый ток, связаиный с напряжеиием иа коитуре фазовым соотиошением, определяемым характером сопротивления аиодиой нагрузки. На рис. 57, *в* показаиы векториые диаграммы для различных углов $\varphi_{K_{o.c}}$, прн которых выполняется баланс фаз.

Угол $\varphi_{K_{o.c}}$ завнсит от потерь в коитуре н от величииы сеточиых токов. Например, в схеме с нидуктивиой связью при иалнчии потерь в катушке L и токов в цепи сетки контуриый ток в индуктивиой ветви $\overline{I}_{к_1L}$ оказывается сдвинутым отиосительио иапряжеиия на коитуре иа угол $\varphi < 90°$, а напряжение на сетке относнтельно $\overline{I}_{к_1L}$ нз-за

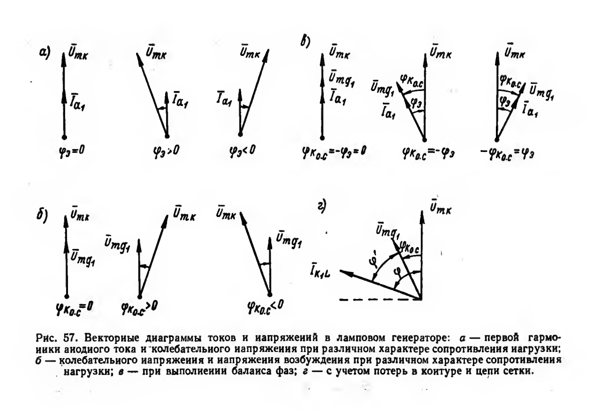


Рис. 57. Векторные диаграммы токов и напряжений в ламповом генераторе: *а* — первой гармоники анодного тока и колебательного напряжения при различном характере сопротивления нагрузки; *б* — колебательного напряжения и напряжения возбуждения при различном характере сопротивления нагрузки; *в* — при выполнении баланса фаз; *г* — с учетом потерь в контуре и цепи сетки.

сеточных токов — на угол $\varphi' < \varphi$. В результате образуется общнй сдвнг фаз $\varphi_{K_{о.с}} \neq 0$ (рнс. 57, *г*).

С увелнченнем потерь в контуре н возрастаннем сеточных токов угол сдвнга фаз $\varphi_{K_{о.с}}$ будет больше.

Измененне фазовых соотношений прн самовозбужденнн прнводнт к нзмененню генернруемой частоты. Допустнм, что в какой-то момент временн фазовый угол $\varphi_{K_{о.с}} > 0$, тогда напряженне возбуждення будет опережать по фазе напряженне на контуре. Следовательно, первая гармонnка анодного тока также опередит по фазе первоначальное напряженне на контуре. Ток создаст на зажнмах анодного контура напряженне $\overline{U}_{mк}$, которое вызовет в цепн сеткн напряженне, еще более опережающее по фазе контурное напряженне, н т. д.

Такнм образом, угол сдвнга фаз между первой гармоннкой анодного тока и напряжением на контуре будет непрерывно увелнчнваться, что характернзует повышенне частоты генерируемых колебанні. Отставанне по фазе сеточного напряжения $\overline{U}_{mg_1}$ от контурного $\overline{U}_{mк}$ прнводнт к поннжению частоты генернруемых колебанні.

Прн выполненнн баланса фаз, когда фазовый сдвнг $\varphi_{K_{о.с}}$ оказывается скомпенснрованным фазовым сдвнгом $\varphi_э$, генернруемая частота f несколько отлнчается от собственной частоты контура f_0. Еслн пренебречь потерямн в контуре, токамн сеткн н влняннем высшнх гармоннк, то можно счнтать, что $\varphi_э \approx 0$ н $f \approx f_0$, т. е. генернруемая частота будет совпадать с собственной.

Баланс фаз в генераторе должен быть устойчивым, т. е. небольшне отклонення от условня баланса, вызванные изменением потерь в контуре, потерь в цепн сеткн, параметров контура н др., должны автоматнческн прнвести к такнм соотношенням в схеме, прн которых баланс фаз установнтся вновь. Исследовання показывают, что контур обладает способностью автоматнческн восстанавлнвать баланс фаз, прнчем эта способность тем выше, чем больше добротность контура. Устойчнвость баланса фаз объясняется характером нзменення $x_э$ н $\varphi_э$ контура с частотой.

Напрнмер, прн частоте $f < f_0$ $\varphi_э > 0$ н $x_э > 0$, т. е. сопротнвленне контура носнт нндуктнвный характер, напряженне на контуре опереднт ток $\overline{I}_{a_1}$ н вызовет в цепн

сеткн напряжеиие $\overline{U}_{mg_1}$, которое в свою очередь создает анодный ток, опережающнй по фазе предыдущее свое значенне. В результате частота увеличнвается до тех пор, пока фазы тока $\overline{I}_{a_1}$ и иапряження $\overline{U}_{mg_1}$ не совпадут и генернруемая частота не окажется равной собственной частоте контура. Прн увеличенин геиернруемой частоты, когда $f > f_0$ происходнт обратиый процесс и частота уменьшается.

Следовательно, нзмененне генерируемой частоты до первоначального значення должно сопровождаться протнвоположным нзмененнем фазового угла $\varphi_э$. Действнтельно, когда $\Delta f = f - f_0 < 0$ н частота должна увелнчнваться до f_0, угол $\varphi_э$ должен уменьшиться до нуля (точнее до значення $\varphi_э = -\varphi_{K_{oc}}$): в случае же, когда $\Delta f = f - f_0 > 0$ н частота должна уменьшнться до f_0, угол $\varphi_э$ должеи увелнчнться до нуля (так как в этом случае он был отрнцательным).

Этн соображення приводят к следующему условню устойчивости фазы н частоты:

$$\left.\frac{\Delta\varphi_э}{\Delta f}\right|_{\substack{\Delta f\to 0\\ f\to f_0}} < 0, \tag{92}$$

т. е. нзменення фазы н частоты должны быть протнвоположны по знаку.

§ 30. Одноконтурные схемы генераторов

В современных раднопередающнх устройствах шнрокое распространение получнлн однокоитурные схемы генераторов, нмеющне в качестве нагрузки один колебательный контур, связанный с цепью управляющей сеткн лампы. Чаще всего прнмеияются трехточечные схемы, в которых лампа подключается к коитуру тремя точками: аиодом, катодом н управляющей сеткой. Обобщенная эквнвалентная трехточечная схема представлена на рнс. 58, *а*.

В общем случае под сопротнвленнямн $Z_{ак}$, $Z_{g_1к}$ и Z_{ag_1} следует поннмать не только нндуктивность, емкость нлн активные сопротнвления, но и разлнчные комбннацнн этнх сопротнвленнй и даже сложные колебательные системы.

Для того чтобы схема была автоколебательиой, необходимо обеспечнть балаис фаз н баланс амплнтуд, а также определеиную собственную частоту колебаинй.

Последнее условие выполняется тогда, когда при последовательном обходе контура сумма реактивных сопротивлений равна нулю:

$$x_{\text{ак}} + x_{g_1\text{к}} + x_{ag_1} = 0. \quad (93)$$

Уравнение (93) позволяет определить собственную частоту колебаний системы для условий, при которых выполняется баланс фаз:

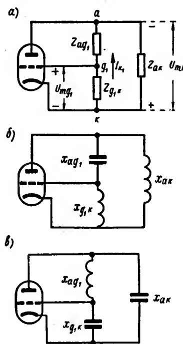


Рис. 58. Трехточечные схемы: *а* — обобщенная эквивалентная; *б* — с автотрансформаторной обратной связью; *в* — с емкостной обратной связью.

$$\left.\begin{array}{l} x_{\text{ак}}>0, x_{g_1\text{к}}>0, x_{ag_1}<0; \\ x_{\text{ак}}<0, x_{g_1\text{к}}<0, x_{ag_1}>0. \end{array}\right\} (94)$$

Таким образом, сопротивления на участках анод—катод и сетка—катод должны иметь одинаковый характер, а сопротивление участка сетка—анод — противоположный им.

Такое соотношение знаков этих сопротивлений указывает на противоположные фазовые сдвиги напряжений на контуре и на сетке, так как в этом случае анод и сетка подключены к противоположным концам контура относительно общей точки — катода.

На рис. 58, *б*, *в* показаны эквивалентные схемы для двух указанных случаев, когда реактивные сопротивления участков анод—катод и сетка—катод ($x_{\text{ак}}$ и $x_{g_1\text{к}}$) носят индуктивный характер, а участка анод—сетка (x_{ag_1}) — емкостный (схема с автотрансформаторной обратной связью, рис. 58, *б*) и наоборот, когда характеры сопротивлений указанных участков соответственно емкостный и индуктивный (схема с емкостной обратной связью, рис. 58, *в*).

Коэффнцнент обратиой связн в общем случае можно определить из соотиошения

$$\overline{K}_{о.\ с} = \frac{\overline{U}_{mg_1}}{\overline{U}_{mк}} = -\frac{\overline{I}_{к_1} Z_{g_1 к}}{\overline{I}_{к_1}(Z_{g_1 к} + Z_{ag_1})} = -\frac{Z_{g_1 к}}{Z_{g_1 к} + Z_{ag_1}}, \tag{95}$$

где $\overline{U}_{mg_1} = -\overline{I}_{к_1} Z_{g_1 к}$ — комплексная амплнтуда иапряжения на участке сетка—катод;

$\overline{U}_{mк} = \overline{I}_{к_1}(Z_{g_1 к} + Z_{ag_1})$ — комплексиая амплитуда напряжения иа участке аиод—катод.

Преиебрегая малыми активиымн сопротнвлеииями ветвей и взаимной связью между сопротивлеииями x_{ag_1} и $x_{g_1 к}$, получим:

$$\left.\begin{aligned} Z_{ак} &= r_{ак} + jx_{ак} \approx jx_{ак}; \\ Z_{ag_1} &= r_{ag_1} + jx_{ag_1} \approx jx_{ag_1}; \\ Z_{g_1 к} &= r_{g_1 к} + jx_{g_1 к} \approx jx_{g_1 к}; \end{aligned}\right\} \tag{96}$$

$$K_{о.\ с} \approx -\frac{jx_{g_1 к}}{jx_{g_1 к} - jx_{ag_1}} = \frac{x_{g_1 к}}{x_{ак}}. \tag{97}$$

При правнльиом составлеиии схема должиа обеспечить колнчествеиио такую величииу $K_{о.\ с}$, при которой выполнится баланс амплитуд:

$$K_{о.\ с} > K_{о.\ с\ min}.$$

Таким образом, коэффициеит обратиой связн числеиио равен отиошеиию сопротивлеиия участка сетка—катод к сопротивлению участка аиод—катод и является вещественной величиной.

Сопротивление иагрузки лампы, т. е. общее сопротивление участка аиод—катод

$$Z_э = \frac{Z_{ак}(Z_{g_1 к} + Z_{ag_1})}{Z_{ак} + Z_{g_1 к} + Z_{ag_1}}. \tag{98}$$

При выполиеиии условнй (96) в числителе уравнения (в знамеиателе этимн условиями пользоваться иельзя, так как при $x_{ак} + x_{g_1 к} + x_{ag_1} = 0$ активные сопротнвления

следует учитывать, несмотря на их небольшую величину), получим окончательно

$$Z_э = z_э \approx -\frac{x_{ак}(x_{g_1к} + x_{ag_1})}{r_{ак} + r_{g_1к} + r_{ag_1}} = \frac{x_{ак}^2}{r} = R_э,$$

где $r = r_{ак} + r_{g_1к} + r_{ag_1}$ — полное активное сопротивление ветвей контура при последовательном обходе.

Следовательно, нагрузкой генератора будет эквивалентное сопротивление контура, составленного из трех элементов: x_{ag_1}, $x_{ак}$ и $x_{g_1к}$.

Рассмотрим основные варианты практических схем генераторов с автотрансформаторной и емкостной обратной связью.

В схеме с автотрансформаторной обратной связью (рис. 53, *б*)

$$x_{g_1к} = \omega L_{g_1},\ x_{ак} = \omega L_а,$$

при этом

$$K_{о.\,с} = \frac{x_{g_1к}}{x_{ак}} \approx \frac{L_{g_1}}{L_а} \qquad (99)$$

(без учета влияния взаимоиндукции между частями катушки контура).

Регулировка обратной связи в этих схемах достигается перемещением точки подключения сетки g_1 по виткам контурной катушки. Перемещением точки подключения анода *а* подбирается необходимое эквивалентное сопротивление контура, который является контуром II вида с коэффициентом включения

$$p_L = \frac{L_а}{L},$$

где $L_а$ — индуктивность между анодом и катодом;
L — полная индуктивность контура.

Так как в схемах с автотрансформаторной обратной связью анод и сетка соединены между собой по постоянному току (через контурную катушку), то для их разделения необходимо применять параллельную схему питания цепи анода или цепи сетки.

Недостаток схемы с последовательным питанием анода (рис. 53, *б*) состоит в том, что ротор конденсатора на-

стройки C находится под высокочастотным потенциалом по отношению к земле (корпусу). Это приводит к заметным емкостным влияниям при настройке контура и затрудняет сопряжение этого конденсатора с другими, у которых ротор заземлен. В схеме с емкостной обратной связью (рис. 53, *в*) используется контур III вида, при этом

$$x_{g_1 к} = \frac{1}{\omega C_2}; \quad x_{ак} = \frac{1}{\omega C_1}, \; x_{ag_1} = \omega L.$$

Коэффициент обратной связи определяется отношением емкостей участков анод—катод и сетка—катод:

$$K_{о.\,с} = \frac{x_{g_1 к}}{x_{ак}} = \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\frac{1}{\omega C_1}} = \frac{C_1}{C_2}.$$

Регулировка обратной связи и подбор необходимой величины эквивалентного сопротивления контура в этих схемах менее удобны, так как емкостную ветвь контура приходится составлять из нескольких последовательных конденсаторов и указанные регулировки производить переключениями щупов сетки и анода.

Анодный контур может настраиваться конденсатором переменной емкости или вариометром, причем элемент настройки находится под напряжением высокой частоты относительно земли.

Схема с индуктивной обратной связью (рис. 53, *а*), хотя и не относится к трехточечной, но работает аналогично последней. Для получения необходимой фазы напряжения обратной связи направления витков сеточной и контурной катушек должны быть противоположными. Коэффициент обратной связи зависит от взаимоиндукции между катушками $L_а$ и $L_{св}$:

$$K_{о.\,с} = \frac{x_{о.\,с}}{x_{ак}} = \frac{\omega M}{\omega L_а} = \frac{M}{L_а}. \tag{100}$$

Контур обычно настраивают конденсатором переменной емкости, а подбор нагрузки производят изменением положения анодного щупа (образуется контур второго вида).

Обратную связь можно регулировать изменением взаимного положения катушек $L_а$ и $L_{св}$.

§ 31. Двухконтурные схемы генераторов с внешней емкостной связью

Двухконтурные схемы генераторов содержат два связанных контура, подключенных к электродам лампы и образующих с цепью обратной связи единую автоколебательную систему (рис. 59, *а*).

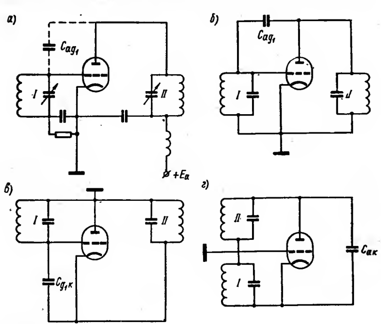


Рис. 59. Схемы двухконтурных генераторов с внешней емкостной связью: *а* — с обратной связью через емкость сетка—анод; *б* — эквивалентная с общим катодом; *в* — эквивалентная с общим анодом; *г* — эквивалентная с общей сеткой.

На рис. 59, *б—г* представлены эквивалентные схемы двухконтурных генераторов с внешней емкостной связью и с различным включением контуров (общая точка двух контуров заземляется).

Как известно из теории связанных цепей, двухконтурные схемы имеют две собственные частоты колебаний, верхнюю (или быструю) и нижнюю (или медленную), отличные от собственных частот контуров.

В двухконтурной схеме генерируется та частота связи, для которой выполняются условия самовозбуждения. Условия самовозбуждения всегда выполняются только на одной частоте связи, причем генерируемая частота в большей степени зависит от параметров одного из контуров и в меньшей степени от параметров другого. В то же время второй контур влияет на величину обратной связи и режим генератора. В двухконтурной схеме основной нагрузкой, связанной с последующим усилителем, должен явиться тот контур, который в меньшей степени влияет на генерируемую частоту.

Двухконтурные схемы хотя и позволяют получить более высокую стабильность частоты генератора (за счет снижения влияния на него последующего усилителя), но в настоящее время применяются редко вследствие усложнения схемы и необходимости включения двух контуров.

Работа вариантов двухконтурных схем, приведенных на рис. 59, принципиально аналогична. Рассмотрим наиболее распространенную схему (рис. 59, *а*, *в*) при условии сильной связи, когда можно пренебречь активными составляющими сопротивления контуров по сравнению с реактивными.

В этом случае частоты связи определяются из соотношения

$$x_{\text{рез}} = x_{g_1} + x_{\text{а}} + x_{\text{о. с}}, \qquad (101)$$

где $x_{\text{рез}}$ — результирующее реактивное сопротивление цепи генератора при последовательном обходе;

x_{g_1} — реактивное сопротивление сеточного контура;

$x_{\text{а}}$ — реактивное сопротивление обратной связи.

На рис. 60, *а* представлены графики реактивных и результирующего сопротивления.

График $x_{\text{рез}}$ подтверждает, что в системе существуют две собственные частоты колебаний (частоты связи) $\omega_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{в}}$, на которых $x_{\text{рез}} = 0$, причем эти частоты отличны от собственных частот контуров $\omega_{\text{а}}$ и ω_{g_1} (выбран случай работы, когда $\omega_{g_1} < \omega_{\text{а}}$).

Определим характер отдельных сопротивлений и составим эквивалентные трехточечные схемы на этих частотах для схемы с общим катодом (рис. 59, *а*, *б*).

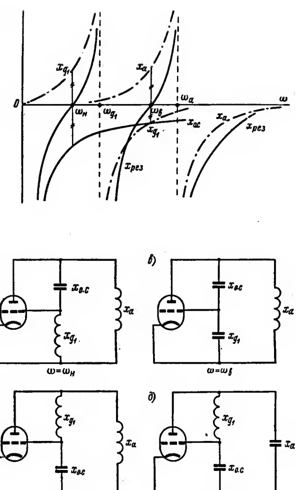


Рис. 60. Графическое определение условий самовозбуждения двухконтурных схем: *а* — зависимость реактивных сопротивлений контуров и результирующего сопротивления от частоты; *б* — эквивалентная трехточечная схема для нижней частоты связи (для схемы с заземленным катодом); *в* — то же для верхней частоты связи; *г* — то же для верхней частоты связи (для схемы с заземленным анодом); *д* — то же для нижней частоты связи.

1. На нижней частоте связи $\omega_н$ реактивные сопротивления положительны ($x_{g_1} > 0$, $x_а > 0$), т. е. носят индуктивный характер, а реактивное сопротивление обратной связи отрицательно ($x_{о.с} < 0$) и носит емкостный характер. В результате эквивалентная схема (рис. 60, *б*) соответствует автотрансформаторной трехточечной схеме. Следовательно, для частоты $\omega_н$ выполняется баланс фаз, и при коэффициенте обратной связи, достаточном для самовозбуждения, схема будет генерировать частоту $\omega_н$, которая меньше наименьшей из частот контуров:

$$\omega_{g_1} > \omega_н < \omega_а,$$

причем баланс фаз справедлив как при $\omega_{g_1} < \omega_а$, так и при $\omega_{g_1} > \omega_а$.

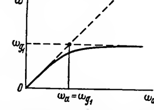


Рис. 61. Зависимость генерируемой частоты двухконтурной схемы от настройки анодного контура.

Так как анодный контур генератора связывается с первым усилителем, то наиболее выгоден случай, когда $\omega_а > \omega_{g_1}$. При таком выборе собственных частот контуров изменение параметров анодного контура, вследствие реакции первого усилителя, почти не влияет на генерируемую частоту, что приводит к ее более высокой стабильности. При $\omega_а \leqslant \omega_{g_1}$ генерируемая частота $\omega_н$ в основном определяется частотой $\omega_а$, а при $\omega_а > \omega_{g_1}$ — частотой ω_{g_1} и почти не зависит от $\omega_а$ (рис. 61).

2. На верхней частоте связи $\omega_в$ баланс фаз не выполняется и самовозбуждение будет невозможно, так как при $x_{о.с} < 0$ сопротивления контуров имеют разные знаки $x_{g_1} < 0$ и $x_а > 0$ или $x_{g_1} > 0$ и $x_а < 0$. Эквивалентная схема для этой частоты представлена на рис. 60, *в* (при $\omega_а > \omega_{g_1}$).

В схеме рис. 59, *в* (с общим анодом) самовозбуждение возможно только на верхней частоте связи и то при условии, когда $\omega_а < \omega_{g_1}$. Это легко установить с помощью графика $x_{рез}$ (рис. 60, *а*), который для всех вариантов схем одинаков. Действительно, на частоте $\omega_н$ баланс фаз не выполняется, так как $x_{о.с} < 0$, а $x_а$ и x_{g_1} всегда положительны (рис. 60, *г*). На частоте $\omega_в$ $x_{о.с} < 0$ и самовозбуждение возможно только тогда, когда $x_а < 0$, а $x_{g_1} > 0$; в этом случае схема сводится к эквивалентной

трехточечной схеме (рис. 60, *д*). Указанные знаки сопротивления контуров на частоте $\omega_в$ возможны, когда $\omega_{g_1} > \omega_а$, в противном случае $x_а > 0$ и $x_{g_1} < 0$ и самовозбуждение не возникнет.

Следовательно, и в этой схеме генерируемая частота будет определяться частотой сеточного контура и почти не зависит от частоты анодного контура.

§ 32. Двухтактные схемы генераторов

Двухтактные схемы генераторов получили особенно широкое распространение в диапазоне метровых и дециметровых волн, когда в передатчике отсутствуют усилители мощности и он состоит из мощного генератора, работающего на фидерную линию или антенну.

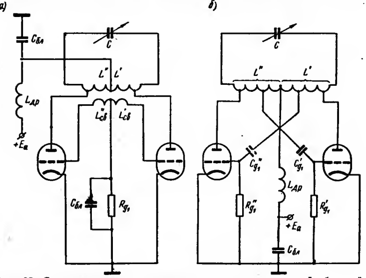


Рис. 62. Схемы двухтактного генератора: *а* — с индуктивной обратной связью; *б* — с автотрансформаторной обратной связью.

Двухтактную схему генератора можно получить, соединив две одинаковые однотактные схемы в точках одинакового потенциала так, чтобы обеспечить баланс фаз в каждом плече.

На рис. 62 показаны двухтактные схемы генераторов с индуктивной и с автотрансформаторной обратной связью.

В схеме с индуктивной обратной связью (рис. 62, *а*) аноды ламп подключаются к противоположным концам контура, а сетки — к противоположным концам катушки связи. При соответствующем расположении этих катушек напряжения на сетке и аноде каждой лампы будут в противофазе, в то же время будут в противофазе и напряжения на сетках ламп плеч, что необходимо для нормальной работы двухтактной схемы.

В схеме с автотрансформаторной обратной связью (рис. 62, *б*) необходимые фазовые сдвиги достигаются тем, что напряжение обратной связи, подаваемое на сетку лампы одного плеча, снимается с части контурной катушки второго плеча.

Процесс самовозбуждения в двухтактных схемах протекает так же, как и в однотактных, с присущими двухтактной схеме особенностями, а именно: для тока основной частоты лампы оказываются как бы соединенными последовательно и работают на общую нагрузку.

Расчет двухтактной схемы генератора ведется так же, как и однотактной — на одно плечо, а затем основные энергетические показатели пересчитываются, как указано в § 24.

Глава VIII

ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДАХ

§ 33. Физические процессы самовозбуждения генераторов

В радиопередающих устройствах, использующих плоскостные полупроводниковые триоды, наиболее широко применяются генераторы синусоидальных колебаний с положительной обратной связью, которые, как и ламповые, состоят из усилителя мощности с нагрузкой в виде резонансного колебательного контура, цепи обратной связи и источников электропитания.

Самовозбуждение генератора требует выполнения условий баланса амплитуд и фаз, причем в полупроводниковом генераторе эти условия имеют некоторые особенности.

Прежде чем рассмотреть эти особенности, следует отметить, что полупроводниковые триоды характеризуются максимальной частотой генерации $f_{\text{г max}}$, на которой может работать генератор:

$$f_{\text{г max}} \approx 10^{-3} \sqrt{\frac{f_\alpha}{30 r_б C_{к.б}}},$$

где f_α — предельная частота усиления по току, *Мгц*;
$C_{к.б}$ — емкость перехода коллектор—база, определяющая вместе с активной проводимостью этого перехода внутреннюю обратную связь, *пф*;
$r_б$ — объемное сопротивление базы между ее активной частью и внешним выводом (высокочастотное сопротивление), *ом*.

Эта максимальная частота, очевидно, определяет и частотный предел усиления по мощности, потому что на ней коэффициент усиления по мощности падает до единицы, и на более высоких частотах невозможны как усиление мощности, так и генерация.

Максимальная частота генерации для полупроводниковых триодов с $f_\alpha \geqslant 5$ *Мгц* оказывается в несколько раз больше f_α:

$$f_{\text{г max}} \approx (2—4)\, f_\alpha.$$

Если $f_\alpha \geqslant 20$ *Мгц*, то $f_{\text{г max}} \approx f_\alpha$.

При составлении уравнений баланса амплитуд и фаз генератора на полупроводниковом триоде необходимо учитывать особенности его работы на высоких частотах и, приняв за основу схему с общим эмиттером, различать внутренний и внешний коэффициенты обратной связи.

Внешний коэффициент обратной связи определяется отношением амплитуды напряжения возбуждения на внешних зажимах эмиттер—база $U_{mб}$ к амплитуде колебательного напряжения на коллекторном контуре $U_{mк}$:

$$K_{\text{о. с}} = \frac{U_{mб}}{U_{mк}}.$$

Внутренний коэффициент обратной связи определяется отношением амплитуды напряжения возбуждения на внутреннем переходе эмиттер—база $U_{\text{э. б}}$ к амплитуде контурного напряжения $U_{mк}$:

$$K'_{\text{о. с}} = \frac{U_{\text{э. б}}}{U_{mк}}.$$

Очевидно, что условие баланса амплитуд при этом примет вид

$$S_{\text{ср}}\, K'_{\text{о. с}} z_{\text{э. к}} = 1, \qquad (102)$$

где $S_{\text{ср}} = \dfrac{I_{к_1}}{U_{mб}}$ — средняя крутизна коллекторного тока на рабочей частоте;

$z_{\text{э. к}} = p^2 R_{\text{э. к}} \cos \varphi_к$ — модуль эквивалентного сопротивления коллекторного контура;

$p = \dfrac{U_{mк}}{U'_{mк}}$ — коэффициент включения контура со стороны коллектора;

$R_{\text{э. к}}$ — эквивалентное сопротивление настроенного коллекторного контура;

$U'_{mк}$ — полное напряжение на всем контуре;

$\varphi_к$ — фазовый угол между напряжением на контуре и коллекторным током.

Внутренний коэффициент обратной связи можно представить в следующем виде:

$$K'_{о.\,с} = \frac{U_{э.\,б}}{U_{mк}} = \frac{U_{э.\,б}U_{mб}}{U_{mб}U_{mк}} = K_{э.\,б}K_{о.\,с}, \qquad (103)$$

где $K_{э.\,б} = \frac{U_{э.\,б}}{U_{mб}}$ — коэффициент передачи напряжения в цепи эмиттер—база.

Введя уравнение (103) в формулу баланса амплитуд (102), получим

$$S_{ср}K_{э.\,б}K_{о.\,с}z_{э.\,к} = 1.$$

Для осуществления баланса амплитуд следует подобрать величины коэффициента обратной связи $K_{о.\,с}$ и эквивалентного сопротивления контура (подбором коэффициента включения p, как и в ламповых генераторах).

Баланс фаз в генераторе на полупроводниках выполняется при условии равенства нулю полного фазового сдвига цепей генератора и обратной связи.

В ламповых генераторах баланс фаз определяется уравнением, в которое входят два фазовых угла — коэффициента обратной связи и нагрузки (см. § 29), так как средняя крутизна — величина вещественная и приобретает комплектный характер только в диапазоне СВЧ.

В генераторах на полупроводниковых триодах средняя крутизна оказывается комплексной уже на сравнительно невысоких частотах, когда сказывается запаздывание неосновных носителей в процессе дрейфа в базе, поэтому баланс фаз наступает при условии равенства нулю фазовых углов средней крутизны, коэффициента обратной связи и контура:

$$\varphi_{S_{ср}} + \varphi_{K_{о.\,с}} + \varphi_к = 0,$$

где $\varphi_{S_{ср}} = \varphi$ — фазовый угол средней крутизны, определяющий сдвиг фаз между первой гармоникой коллекторного тока и напряжением возбуждения на внешних зажимах эмиттер—база (напряжением обратной связи);

$\varphi_{K_{о. с}}$ — фазовый угол коэффициента обратной связи, определяющий фазовый сдвиг между напряжением обратной связи и напряжением на контуре;

$\varphi_к$ — фазовый угол эквивалентного сопротивления контура, определяющий сдвиг фаз между первой гармоникой тока коллектора и колебательным напряжением на контуре.

Как уже указывалось, фазовый угол $\varphi_{S_{ср}} = \varphi$ слагается из двух составляющих:

$$\varphi_{S_{ср}} = \varphi_{э. б} + \varphi_д,$$

определяемых временем дрейфа ($\varphi_д = \omega t_д$) и сдвигом фазы в цепи базы ($\varphi_{э. б}$).

Баланс фаз, очевидно, наступает, когда

$$\varphi_{S_{ср}} + \varphi_{K_{о. с}} = -\varphi_к.$$

Исследования и опыт показали, что фазовый сдвиг между напряжением обратной связи и напряжением на контуре $\varphi_{K_{о. с}}$ в генераторах на полупроводниковых триодах весьма мал:

$$\varphi_{S_{ср}} \gg \varphi_{K_{о. с}} \ll \varphi_к,$$

поэтому практически баланс фаз состоит в компенсации фазового сдвига, вносимого инерцией носителей и падением напряжения на внутреннем сопротивлении базы, соответствующей расстройкой коллекторного контура:

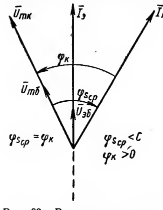
$$\varphi_{S_{ср}} = \varphi_{э. б} + \varphi_д \approx -\varphi_к.$$

Чем выше генерируемая частота, тем сильнее проявляется инерция носителей в базе и тем больше расстройка контура, обеспечивающая выполнение баланса фаз.

На рис. 63 представлена векторная диаграмма, поясняющая выполнение условий баланса фаз. Вектор тока коллектора $\overline{I}_{к_1}$ всегда отстает по фазе от напряжения возбуждения $\overline{U}_{mб}$, поэтому угол $\varphi_{S_{ср}} < 0$. Для выполнения баланса фаз контур в цепи коллектора должен быть расстроен так, чтобы напряжение на нем $\overline{U}_{mк}$ совпадало по фазе с $\overline{U}_{mб}$ и фазовый угол был положительным

($\varphi_к > 0$), т. е. эквнвалентное сопротивление контура должно нметь нндуктнвный характер н напряженне на контуре $\bar{U}_{mк}$ должно опережать ток $\bar{I}_{к_1}$ на угол $\varphi_к$.

Следовательно, генернруемая частота $f_г$ будет отлнчаться от собственной частоты контура f_0 ($f_г < f_0$) тем снльнее, чем она выше. Прн этом сннзнтся колебательная мощность в контуре н уменьшнтся $Z_{к.э}$, что затруднит осуществленне баланса амплнтуд н потребует увелнчения коэффнцнента обратной связи.



Рнс. 63. Векторная днаграмма токов н напряжений генератора на полупроводннковом трноде при выполненнн баланса фаз.

При макснмально возможной расстройке контура, когда $\varphi_к = \frac{\pi}{2}$, условне баланса фаз прнмет внд

$$\varphi_{S_{\text{ср}}\max} = \frac{\pi}{2}.$$

Так как фазовый угол $\varphi_{S_{\text{ср}}}$ зависит от частоты,. то это уравнение определяет макснмально возможную частоту генерацин, на которой баланс фаз еще выполннм.

Для повышення макснмальной частоты прнменяют такой схемный прнем, с помощью которого компенснруют фазовый угол $\varphi_{э.б}$, вызванный комплексным характером внутреннего сопротнвлення базы. Для этого в цепь базы включают реактнвное сопротнвленне создающее дополннтельный фазовый сдвнг $\varphi_{б.\,доп}$, протнвоположный по знаку $\varphi_{э.б}$.

В результате условне баланса фаз прнмет внд

$$-\varphi_{б.\,доп} + \varphi_{э.б} + \varphi_д = -\varphi_к \qquad (104)$$

н левая часть этого уравнення уменьшнтся, что позволнт либо уменьшнть расстройку контура (а в некоторых случаях работать вообще без нее: при условни $-\varphi_{б.\,доп} + \varphi_{э.б} + \varphi_д = -\varphi_к = 0$), лнбо повыснть генернруемую частоту, так как в уравненне (104) войдет не сумма, а разность фазовых углов н баланс фаз можно получнть на более высокнх частотах.

Полезная активная мощность

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{\text{к}_1} U_{m\text{к}} \cos \varphi_{\text{к}},$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} \approx \frac{1}{2} \xi \frac{\alpha}{\alpha_0} \cos \varphi_{\text{к}},$$

мощность рассеяния на коллекторе

$$P_{\text{к}} = P_0 - P_{\sim} = | E_{\text{к}} | I_{\text{к}_0} - \frac{1}{2} I_{\text{к}_1} U_{m\text{к}} \cos \varphi_{\text{к}}.$$

С увеличением сдвига фаз $\varphi_{\text{к}}$ полезная активная мощность и к. п. д. будут уменьшаться, а мощность рассеяния на коллекторе увеличиваться.

§ 34. Схемы генераторов

Генераторы на плоскостных триодах с обратной связью строятся по известным схемам ламповых генераторов с индуктивной, автотрансформаторной и емкостной связью. На рис. 64 представлены типовые схемы таких генераторов

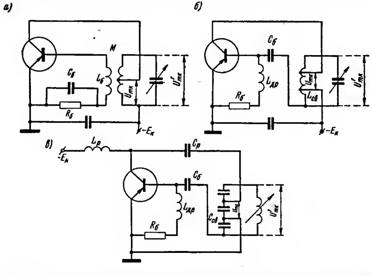


Рис. 64. Схемы генераторов на полупроводниковых триодах с обратной связью: *а* — индуктивной; *б* — автотрансформаторной; *в* — емкостной.

в основном варианте — с общим эмиттером. В них напряжение смещения на базу подается с сопротивления $R_б$:

$$E_б = I_{б_э} R_б.$$

В схемах рис. 64, *а*, *б* использована последовательная, а в схеме рис. 64, *в* — параллельная схема питания базы. Назначение всех элементов схем то же, что и в ламповых генераторах, а генерируемая частота, как уже указывалось выше, меньше собственной частоты контура.

§ 35. Стабилизация режима генераторов и усилителей

Стабильность режима работы ламповых и полупроводниковых усилителей и генераторов в значительной степени определяется постоянством положения начальной рабочей точки характеристики, которая в свою очередь устанавливает величину исходных токов лампы или полупроводникового триода.

В схемах на электронных лампах стабильное положение начальной рабочей точки однозначно определяется величинами постоянных напряжений питания, слабо зависит от смены ламп и практически не зависит от изменения внешних температурных условий. Отличием схем на полупроводниковых триодах является сильная зависимость токов триода от температуры внешней среды и смены триодов (вследствие сильного разброса параметров последних). Изменение температуры окружающей среды приводит к изменению температуры *p*—*n*-переходов, от которой весьма сильно зависят величины токов триодов и их параметры.

Питание полупроводниковых триодов от обычных источников постоянного напряжения не обеспечивает стабильного положения начальной рабочей точки, так как сильный разброс параметров отдельных экземпляров полупроводниковых триодов и изменение окружающей температуры приводят к значительным изменениям основных токов триода, а также обратного тока коллектора.

Обратный ток коллектора $I_{к.\,обр}$ — важный параметр триода. Этот ток, обусловленный неосновными носителями при разомкнутой цепи эмиттера, когда $I_э = 0$, сильно зависит от температуры и увеличивается с ростом последней по экспоненциальному закону.

Между постоянными токами триода существуют следующие зависимости:

$$I_к = I_{к.\ обр} + \alpha I_э; \ I_э = I_к + I_б,$$

где $\alpha = \frac{I_к}{I_э}$ при $E_к = 0$ — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой при короткозамкнутой цепи коллектора (для плоскостных триодов $\alpha = 0{,}85$—$0{,}98$).

Из последнего уравнения следует, что

$$I_к = \frac{\alpha I_б + I_{к.\ обр}}{1 - \alpha}; \quad I_э = \frac{I_б + I_{к.\ обр}}{1 - \alpha}.$$

При малом обратном токе коллектора ($I_{к.\ обр} \ll I_б$) постоянство тока базы приводит к постоянству токов коллектора и эмиттера, и изменения тока $I_б$ приводят к пропорциональным изменениям токов $I_к$ и $I_э$:

$$I_к \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_б; \quad I_э \approx \frac{1}{1 - \alpha} I_б.$$

Наличие обратного тока коллектора приводит к дополнительным изменениям напряжения базы (а следовательно, и тока коллектора). Эти изменения вызваны падением напряжения обратного тока коллектора на сопротивлениях в цепи базы.

Для стабилизации режима триода необходимо добиться независимости его токов от температуры, что достигается применением соответствующих схем. Наиболее простой является схема с питанием базы от источника коллекторного напряжения через большое активное сопротивление (рис. 65, *а*).

В этой схеме гасящее сопротивление $R_б$ выбирается значительно больше активного сопротивления эмиттерного перехода, а так как напряжение базы $|E_б|$ значительно меньше напряжения коллектора $|E_к|$, то ток базы будет определяться только величинами $|E_к|$ и $R_б$ и окажется постоянным:

$$I_б = \frac{|E_к| - |E_б|}{R_б} \approx \frac{|E_к|}{R_б} = \text{const}.$$

Эта схема стабилизации хорошо работает только при условии, когда обратный ток коллектора мал и не создает в цепи базы дополнительных падений напряжений.

На практике в большинстве случаев обратным током коллектора пренебречь нельзя, особенно при повышении

температуры, и в этих условиях рассмотренная выше схема непригодна.

Лучшие результаты дают схемы стабилизации с отрицательной обратной связью между цепями коллектора и базы (рис. 65, *б*).

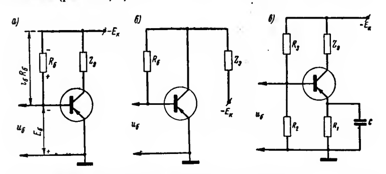


Рис. 65. Схемы стабилизации режима полупроводниковых триодов: *а* — с питанием базы от источника коллекторного напряжения; *б* — с отрицательной обратной связью по напряжению; *в* — с тремя сопротивлениями.

Коэффициент обратной связи

$$K_{о.\,с} = \frac{U_{э.\,б}}{U_{э.\,к}} = \frac{r_{э.\,б}}{R_б}.$$

Расчеты показывают, что изменения тока коллектора в этой схеме в $1 + K_{о.\,с}K$ раз меньше, чем в схеме рис. 65, *а* (K — коэффициент усиления по напряжению).

Наилучшие результаты дает схема с тремя сопротивлениями (рис. 65, *в*); в ней напряжение на базу подается с делителя R_3, R_2, а в цепь эмиттера включено сопротивление R_1, через которое осуществляется отрицательная обратная связь по току, обеспечивающая постоянство тока коллектора. Сопротивление R_3 выбирается из условия получения нужного начального тока базы.

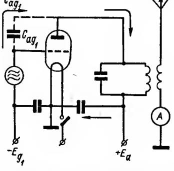
При правильном выборе сопротивлений эта схема стабилизации дает хорошие результаты даже в случае значительных изменений температуры.

Глава IX

УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ ЛАМПОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

§ 36. Условия устойчивой работы усилителей

Усилители передатчиков должны работать устойчиво, т. е. паразитные связи между анодными (выходными) и сеточными (входными) цепями, приводящие к взаимным влияниям этих цепей, должны быть сведены к минимуму и не должны нарушать нормальной работы усилителей.



Рнс. 66. Схема, поясняющая влнянне проходной емкости лампы на работу уснлнтеля при выключенном накале лампы.

Элементом паразитной связи анодных и сеточных цепей является проходная емкость лампы усилителя (емкость в схеме с общим катодом). Большая величина этой емкости у генераторных триодов является их крупным недостатком, ограничивая применение этих ламп в усилителях коротких и ультракоротких волн (в схеме с общим катодом).

Наличие паразитной связи приводит к взаимным влияниям сеточных и анодных цепей как при выключенной, так и при работающей лампе усилителя. Например, даже при выключенном накале лампы (рис. 66) часть энергии из цепи сетки может переходить через емкость C_{ag_1} в анодный контур, выделяя в нем некоторую мощность, которая возбуждает последующие усилители или попадает в антенну (если рассматривается выходной усилитель). Эта связь особенно вредна при работе в телеграфном режиме вследствие появления колебаний в антенне не только при

нажатом, но и при отжатом ключе. Такая связь называется *прямым прохождением*.

При работающей лампе явления усложняются, поскольку связь через емкость C_{ag_1} становится взаимной из-за появления колебаний в анодной цепи. Ток i_{ag_1} уже нельзя считать чисто емкостным, как при прямом прохождении, когда он был вызван только входным напряжением.

Влияние емкости C_{ag_1} на работу усилителя устанавливается с помощью входной проводимости лампы, определение которой позволяет судить о качественных и количественных соотношениях при паразитной обратной связи и об устойчивости работы усилителя.

Рассматривая вопрос о взаимных влияниях анодной и сеточной цепей, следует учитывать помимо электронного тока сетки, другие составляющие сеточного тока, вызванные различными факторами.

В общем случае сеточный ток слагается из ряда составляющих (в том числе и электронного тока сетки i_{g_1}, влияние которого на работу усилителя было описано выше):

$$i_{вх} = i_{g_1} + i_{g_1у} + i_{g_1т} + i_{g_1д} + i_{g_1L} + i_{g_1C} + i_{g_1н},$$

где $i_{g_1у}$ — ток утечки, вызванный недостаточной изоляцией участка сетка—катод;

$i_{g_1т}$ — термоток сетки, появляющийся при нагревании сетки, когда ее поверхность загрязнена посторонними частицами; наличие этого тока можно определить по медленному увеличению анодного тока лампы после ее включения;

$i_{g_1д}$ — динатронный ток сетки (его влияние рассматривалось в главе III); проявляется этот ток в мощных триодах, работающих с высоким анодным напряжением;

i_{g_1L}, $i_{g_1н}$ — токи сетки, вызванные влиянием индуктивности вводов и временем пролета электронов в лампе; влияние этих токов сказывается только в диапазоне сверхвысоких частот и будет рассмотрено ниже;

i_{g_1C} — емкостный ток сетки, вызванный наличием емкостей $C_{g_1к}$ и C_{ag_1}.

Учнтывая, что токи $i_{g_1 у}$, $i_{g_1 д}$ и $i_{g_1 т}$ в исправных лампах очень малы, можно считать (без учета электронного тока сеткн)

$$i_{вх} \approx i_{g_1 C} = i_{g_1 к} + i_{ag_1},$$

$$\overline{I}_{вх} = \overline{I}_{g_1 к} + \overline{I}_{ag_1}.$$

Входная проводнмость, обусловленная емкостнымн токамн,

$$Y_{вх}' = \frac{1}{Z_{вх}} \approx \frac{\overline{I}_{вх}}{\overline{U}_{mg_1}} = \frac{\overline{I}_{g_1 к}}{\overline{U}_{mg_1}} + \frac{\overline{I}_{ag_1}}{\overline{U}_{mg_1}} = Y_1 + Y_2.$$

Эквнвалентная схема уснлнтеля с учетом этих токов представлена на рнс. 67. Следует помннть, что схема не дает правнльных фазовых соотношений между напряженнямн на контуре н на аноде ($u_а = -u_к$).

Рис. 67. Эквивалентная схема усилителя с учетом входной и проходной емкостей лампы усилителя.

Первая составляющая входной проводнмостн

$$Y_1 = \frac{\overline{I}_{g_1 к}}{\overline{U}_{mg_1}} = j\omega C_{g_1 к},$$

являясь чнсто емкостной, несколько увелнчнвает емкость контура возбуднтеля (предыдущего усилителя), не участвуя в созданнн связн сеточных и анодных цепей.

Вторую составляющую входной проводнмостн Y_2 можно определить нсходя из того, что напряженне на емкостн C_{ag_1} равно сумме напряження возбуждення и колебательного напряження (рнс. 67)

$$\overline{U}_{ag_1} = \overline{U}_{mg_1} - \overline{U}_{ma} = \overline{U}_{mg_1} + \overline{U}_{mк} = \overline{U}_{mg_1}\left(1 + \frac{\overline{U}_{mк}}{\overline{U}_{mg_1}}\right).$$

Расчеты показывают, что

$$Y_2 = \frac{\overline{I}_{ag_1}}{\overline{U}_{mg_1}} = \frac{\overline{I}_{ag_1}}{\overline{U}_{ag_1}}(1 + S_{ср} Z_э) = j\omega C_{ag_1}(1 + S_{ср} Z_э).$$

Так как в общем случае эквивалентное сопротнвление контура является комплексным и состоит нз активной

и реактивной составляющих, то проводимость Y_2, определяемая током $\bar{I}_{ag_1}$, будет зависеть не только от проходной емкости C_{ag_1}, но и от величины и характера сопротивления анодной нагрузки.

Полная проводимость будет равна

$$Y_{вх} = Y_1 + Y_2 = j\omega C_{g_1к} + j\omega C_{ag_1} (1 + S_{ср} Z_э). \quad (105)$$

Эквивалентное сопротивление контура $Z_э$ можно представить в виде последовательно соединенных эквивалентных активной $r_э$ и реактивной $x_э$ составляющих, зависящих от частоты.

На частотах, меньших резонансной ($f < f_0$), реактивное сопротивление контура носит индуктивный характер ($x_э > 0$), а на более высоких частотах ($f > f_0$) — емкостный ($x_э < 0$).

При настроенном контуре ($f = f_0$) $x_э = 0$ активная составляющая сопротивления достигает максимума и равна эквивалентному сопротивлению настроенного контура: $r_э = r_{э\,max} = R_э$.

Подставив в уравнение (105) развернутое выражение эквивалентного сопротивления $Z_э = r_э + jx_э$, получим

$$Y_{вх} = -\omega C_{ag_1} S_{ср} x_э + j\omega\ [C_{g_1к} + C_{ag_1} (1 + S_{ср} r_э)]$$

или

$$Y_{вх} = g_{вх} + jb_{вх}.$$

Реактивная входная проводимость $b_{вх}$ оказывается емкостной и характеризуется динамической входной емкостью

$$C_{вх} = C_{g_1к} + C_{ag_1} (1 + S_{ср} r_э),$$

которая больше статической емкости $C_{g_1к}$ на величину $\Delta C = C_{ag_1} (1 + S_{ср} r_э)$.

Следовательно, наличие проходной емкости приводит к увеличению входной на величину ΔC, что вызывает увеличение емкостного тока в цепи сетки. Динамическая входная емкость зависит от активной составляющей эквивалентного сопротивления контура, настройки контура и угла отсечки анодного тока, т. е. от режима работы усилителя. Так как динамическая входная емкость входит в емкость контура возбудителя, то ее зависимость от режима усилителя приводит к реакции последнего на возбудитель.

Активная составляющая входной проводимости

$$g_{вх} = -\omega C_{ag_1} S_{ср} x_э$$

зависит от частоты, проходной емкости и величины расстройки контура. Чем больше частота, проходная емкость и расстройка контура, тем больше входная проводимость (и меньше входное сопротивление), так как с увеличением ωC_{ag_1} уменьшается сопротивление проходной емкости и увеличивается часть энергии, переходящая из цепи сетки в цепь анода или в обратном направлении.

При настроенном контуре $f = f_0$, $x_э = 0$ и активная входная проводимость равна нулю, а входное сопротивление бесконечно велико:

$$g_{вх} = \frac{1}{r_{вх}} = 0, \quad r_{вх} = \infty,$$

это указывает на отсутствие прямого прохождения энергии из цепи сетки в цепь анода.

Такая связь, при которой наблюдается только увеличение входной емкости, называется *отрицательной обратной реакцией*; динамическая входная емкость при этом достигает максимума, так как активная составляющая эквивалентного сопротивления $r_э$ делается равной $R_э$:

$$C_{вх} = C_{вх max} = C_{g_1к} + C_{ag_1}(1 + S_{ср} R_э).$$

При емкостном характере сопротивлений контура, когда $f > f_0$ и $x_э < 0$, активная входная проводимость (и сопротивление) положительна:

$$g_{вх} = \frac{1}{r_{вх}} = \omega C_{ag_1} S_{ср} |x_э| > 0,$$

что указывает на прямое прохождение энергии из цепи сетки в цепь анода; при этом устойчивость работы усилителя не нарушается и самовозбуждение невозможно.

При индуктивном характере сопротивления контура ($x_э > 0$), когда работа происходит на частотах меньше собственной ($f < f_0$), активная входная проводимость (и сопротивление) отрицательны:

$$g_{вх} = \frac{1}{r_{вх}} = -\omega C_{ag_1} S_{ср} |x_э| < 0.$$

Появление отрицательного входного сопротивления имеет следующий физический смысл: если наличие положительного активного сопротивления указывает на необратимую затрату энергии в цепи, то отрицательное со-

противление можно рассматривать как источник энергии. В данном случае появление дополнительной энергии в цепи сетки, на которое указывает отрицательное входное сопротивление, обусловлено переходом части энергии из анодной цепи в цепь сетки через проходную емкость C_{ag_1}. Эта связь, называемая *положительной обратной реакцией*, и приводит к такому влиянию анодной цепи на цепь сетки (а следовательно, и на анодный контур предыдущего усилителя), при котором увеличиваются напряжение возбуждения и его контурный ток, а при влиянии на генератор — к ухудшению стабильности частоты генератора.

При сильной обратной связи, когда потери в цепи сетки полностью компенсируются, наступает паразитное самовозбуждение.

Определим условия устойчивости работы усилителя при наиболее опасной расстройке контура, когда отрицательная входная проводимость будет максимальна по абсолютной величине и когда наблюдается максимальный переход энергии из цепи анода в цепь сетки. Такая расстройка соответствует максимуму индуктивного эквивалентного сопротивления контура.

Как известно из теории параллельного контура, максимум зависимости $x_э = \varphi(f)$ наблюдается при $\Delta f = \pm \frac{1}{Q}$, причем

$$|x_{э\,max}| = \frac{R_э}{2}.$$

Максимальная отрицательная проводимость

$$g_{вх\,max} = -\omega C_{ag_1} S_{ср} |x_{э\,max}| = -\frac{1}{2}\omega C_{ag_1} S_{ср} R_э.$$

Результирующая активная проводимость

$$g_{вх.\,рез} = g_{вх_1} + g_{вых_1} + g_{вх\,max},$$

где $g_{вх_1} = \frac{I_{g_1 1}}{U_{mg_1}}$ — активная проводимость тока сетки, характеризующая потери, обусловленные им;

$g_{вых_1} = \frac{1}{p^2_{g_1} R_{э_1}}$ — активная проводимость контура возбудителя (предыдущего усилителя или генератора) в точках подключения сетки, характеризующая потери в этом контуре;

$p_{g_1} = \dfrac{U_{mg_1}}{U_{m\text{к}_1}}$ — коэффициент включения контура предыдущего усилителя со стороны сетки последующего;

$R_{\text{э}1}$, $U_{m\text{к}1}$ — эквивалентное сопротивление и колебательное напряжение контура возбудителя.

Устойчивая работа усилителя будет наблюдаться тогда, когда результирующая входная проводимость будет положительна, что указывает на отсутствие дополнительной энергии, переходящей из анодной цепи в цепь сетки, т. е. на отсутствие положительной обратной связи. Следовательно, условия устойчивости примут вид:

$$g_{\text{вх. рез}} > 0$$

или

$$\left.\begin{aligned} & g_{\text{вх}_1} + g_{\text{вых}_1} + g_{\text{вх max}} > 0, \\ & \frac{I_{g_1 1}}{U_{mg_1}} + \frac{1}{p_{g_1}^2 R_{\text{э}_1}} - \frac{1}{2}\omega C_{ag_1} S_{\text{ср}} R_{\text{э}} > 0. \end{aligned}\right\}$$

Из этих условий можно определить предельную частоту устойчивой работы:

$$f = f_{\max} \leqslant \frac{S}{\pi \alpha_i C_{ag_1} A_{\text{м}}},$$

где $A_{\text{м}} = \dfrac{P_{\sim}}{P_{\text{в}}}$ — коэффициент усиления по мощности;

$P_{\text{в}}$ — мощность возбуждения в цепи сетки.

Максимальная частота устойчивой работы будет тем больше, чем ниже коэффициент усиления по мощности, меньше проходная емкость, выше крутизна и больше угол отсечки. При больших расстройках контура работа усилителя делается устойчивой, так как при $f \gg f_0$ или $f \gg f_0$ эквивалентное реактивное сопротивление контура стремится к нулю, а активная входная проводимость — к бесконечности, а это указывает на отсутствие обмена энергии между цепями сетки и анода через проходную емкость C_{ag_1}. При этом наблюдается некоторое увеличение входной емкости $C_{\text{вх}} = C_{g_1\text{к}} + C_{ag_1}$. На рис. 68 представлена зависимость результирующей активной входной проводимости и ее составляющих от частоты для двух случаев

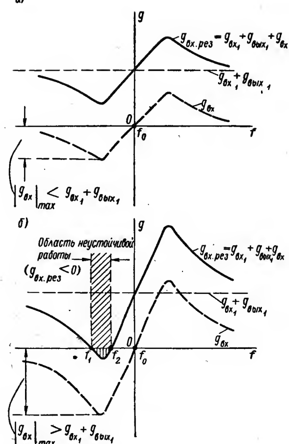


Рис. 68. Зависимость результирующей активной входной проводимости и ее составляющих от частоты для схемы с общим катодом: *а* — при $|g_{вх}|_{max} < g_{вх_1} + g_{вых_1}$; *б* — при $|g_{вх}|_{max} > g_{вх_1} + g_{вых_1}$.

работы. В первом случае (рис. 68, *а*) работа усилителя устойчива при любых расстройках контура, так как результирующая проводимость положительна: $|g_{вх}|_{max} < g_{вх_1} + g_{вых_1}$; $g_{вх.\ рез} > 0$. Во втором случае (рис. 68, *б*) при большей величине максимальной отрицательной проводимости в диапазоне частот $f_1 - f_2$ результирующая входная проводимость делается отрицательной, так как $g_{вх}|_{max} > g_{вх_1} + g_{вых_1}$ и $g_{вх.\ рез} < 0$.

§ 37. Нейтрализация проходной емкости ламп усилителя

Для повышения устойчивости работы усилителя на триодах необходима нейтрализация влияния проходной емкости лампы. Эта нейтрализация достигается с помощью специальных схем, в которые вводится дополнительная цепь, связывающая анод лампы (эта связь должна компенсировать влияние проходной емкости C_{ag_1}).

Принцип построения схем нейтрализации заключается в использовании моста переменного тока; два плеча моста образуются элементами сеточной или анодной цепи, а два других плеча — емкостью C_{ag_1} и дополнительной нейтродинной емкостью C_N.

При равновесии моста, когда произведения сопротивления противоположных плеч и суммы фазовых углов равны друг другу: $z_1 z_3 = z_2 z_4$, $\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4$, диагонали моста будут электрически не связаны, т. е. электрические процессы в одной из них не будут влиять на процессы в другой.

На рис. 69, *а* показана одна из схем анодной нейтрализации, а на рис. 69, *б* — эквивалентная схема моста.

Ток i_N должен компенсировать ток i_{ag_1} и тем самым устранять обратную реакцию анода на сетку. Для этого необходимо, чтобы ток i_N протекал в результате действия напряжения, равного по величине и противоположного по фазе напряжению u_{ag_1}. Такое напряжение можно получить на колебательном контуре. В результате образуется схема моста, плечи которого состоят из емкостей контура C_1 и C_2, проходной емкости C_{ag_1} и дополнительной нейтродинной емкости C_1. В одну диагональ моста включена контурная катушка, а в другую участок сетка — катод.

Прнменяя условия равиовесия, получим уравиение для определення емкости нейтродинного конденсатора

$$\frac{1}{\omega C_N}\frac{1}{\omega C_1}=\frac{1}{\omega C_2}\frac{1}{\omega C_{ag_1}},$$

откуда

$$C_N=\frac{C_2}{C_1}C_{ag_1}.$$

Фазовые условня равиовесня моста точно выполннть без дополннтельиой фазнровкн нельзя вследствне различня

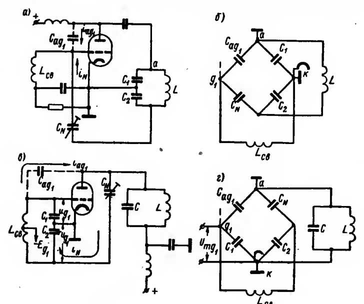


Рис. 69. Схемы нейтралнзации: *а* — анодной; *б* — эквивалентная анодной нейтралнзацин; *в* — сеточной; *г* — эквнвалентная сеточной нейтрализацин.

потерь в емкостях C_N н C_{ag_1}; поэтому токи i_{ag_1} и i_N будут сдвинуты по фазе иа угол близкий, ио ие равиый 180°, а это приведет к обратиой реакции анодной цепн на цепь сеткн. Появление обратной реакцни можно охарактернзовать иалнчнем входного сопротнвлення, которое оиазывается подключенным к днагоналн моста на участке сетка—катод. Вследствие этого будет наблюдаться пере-

ход энергии из цепи сетки в цепь анода ($r_{вх} > 0$), что приведет к увеличению мощности, потребляемой от возбудителя. Эта мощность может оказаться даже больше мощности, выделяемой токами сетки.

Контурная катушка и цепь сетки подключены к диагоналям моста. При его равновесии прямого прохождения не должно быть, но так как конденсаторы контура включены в плечи моста и на них имеется напряжение, то может наблюдаться прямое прохождение энергии в антенну или на вход последующего усилителя. Расчеты показывают, что схема нейтрализации уменьшает напряжение прямого прохождения на емкостях C_1 и C_2 в pQ раз (где p — коэффициент включения контура, а Q — его добротность).

Таким образом, схема анодной нейтрализации не защищает полностью ни от прямого прохождения, ни от обратной реакции и, кроме того, требует применения контура III вида, так как при использовании контура II вида появится положительная реакция, что недопустимо. При построении схемы нужно учитывать, что емкости C_{ag_1} и C_N увеличивают общую емкость контура.

Схема сеточной нейтрализации представлена на рис. 69, *в*. Принцип действия схемы состоит в компенсации тока прямого прохождения i_{ag_1} током i_N, противоположным по фазе. Напряжение, под действием которого проходит ток i_N, должно быть равно по величине и противоположно по фазе напряжению u_{g_1}, вызывающему ток прямого прохождения. Это напряжение — u_{g_1} создается на емкости C_2 в цепи сетки. Мост, образуемый схемой (рис. 69, *г*), состоит из емкостей C_1, C_N, C_2, C_{ag_1}. В одну диагональ моста включен анодный контур, в другую — катушка связи цепи сетки $L_{св}$.

При равновесии моста прямое прохождение отсутствует, однако имеющая место на практике расфразировка плеч моста приводит к сдвигу фаз напряжений u_{g_1} и $-u_{g_1}$, в результате чего наблюдается прямое прохождение. Обратная реакция в схеме на катушку связи $L_{св}$ будет отсутствовать, так как катушка включена в диагональ моста, но произойдет реакция на емкостях C_1 и C_2, напряжение на которых перераспределится. Емкость C_1 увеличится за счет входной емкости, и напряжение на ней упадет. Это вызовет необходимость повысить напряжение на сетке, т. е. увеличить связь с возбудителем, и в результате при запертом анодном токе (когда обратная реакция отсут-

ствует) на емкостях C_1 и C_2 появятся большие напряжения. Это является крупным недостатком сеточной нейтрализации по сравнению с анодной.

Таким образом, защита от прямого прохождения и от обратной реакции в схемах анодной и сеточной нейтрализации полностью не выполняется.

Схема анодной нейтрализации дает лучшие результаты защиты от обратной реакции, а схема сеточной нейтрализации — от прямого прохождения, причем при анодной нейтрализации увеличивается мощность, потребляемая в цепи сетки, а при сеточной — напряжение возбуждения (что менее выгодно).

Работа схем нейтрализации на коротких и метровых волнах, когда начинает сказываться влияние индуктивностей соединительных проводов и выводов ламп, резко ухудшается, при этом увеличиваются емкостные токи в выводах анода и сетки (что требует увеличения сечения соединительных проводов во избежание их перегрева).

Простые схемы нейтрализации в этих диапазонах волн совершенно непригодны, и для получения более качественной нейтрализации предлагались схемы сложных мостов, в которых кроме нейтродинных емкостей использовались также нейтродинные индуктивности. Схемы сложных мостов требовали весьма тщательной обработки монтажа и настройки, но не давали несмотря на это хороших результатов и часто способствовали снижению устойчивости работы усилителя и паразитному самовозбуждению. Поэтому в настоящее время они потеряли свое значение и на практике не используются.

Основным методом борьбы с вредным влиянием проходной емкости на метровых и коротких волнах является использование усилителей на двойных лучевых тетродах при небольших мощностях передатчиков и триодов по схеме с общей сеткой в мощных передатчиках.

§ 38. Паразитное самовозбуждение в радиопередатчиках

В усилителях мощности и генераторах передатчиков появляются побочные самопроизвольные колебания на различных частотах (в том числе и на рабочей). Эти колебания и самовозбуждение, вызывающее их, называются *паразитными*.

Паразитные колебания нарушают нормальную работу передатчика и его отдельных ступеней. При слабом

проявлении таких колебаний снижается к. п. д. передатчика, искажается форма телеграфного и телефонного сигналов, создаются ненужные побочные излучения. Иногда паразитные колебания проявляются весьма интенсивно, и тогда резко возрастают токи и напряжения на отдельных элементах и участках схемы, а это приводит к пробою изоляции, повреждению деталей и ламп и к выходу из строя отдельных ступеней и всего передатчика.

Паразитные колебания могут возникнуть при смене ламп, изменении режима работы усилителей, изменении положения элементов настройки и связи и в ряде других случаев даже при весьма тщательно разработанной схеме и рациональном монтаже.

Паразитные колебания в усилителях на рабочей частоте появляются вследствие нарушения условий устойчивости (§ 29), когда при положительной обратной реакции выполняются условия самовозбуждения.

Паразитные колебания на частотах, отличных от рабочей, появляются оттого, что в схеме усилителя или генератора возникают побочные колебательные системы и цепи положительной обратной связи, для которых выполняются условия самовозбуждения. Эти колебательные системы образуются распределенными емкостями и индуктивностями монтажных проводов и выводов ламп и деталей, собственными емкостями дросселей высокой частоты, собственными индуктивностями конденсаторов, междуэлектродными емкостями ламп и т. п.

Паразитные колебания могут возникнуть и при отсутствии паразитной обратной связи, когда вследствие динатронного эффекта у характеристик ламп появляются падающие участки с отрицательным внутренним сопротивлением.

Рассмотрим основные виды паразитных колебаний на частотах $f_п$ больших и меньших рабочей.

На высоких частотах сопротивление дросселей высокой частоты оказывается емкостным, а контурная катушка становится дросселем. Блокировочные и фильтровые конденсаторы будут обладать значительным индуктивным сопротивлением, а конденсаторы малой емкости (десятки пикофарад) начнут выполнять функции блокировочных. На этих частотах сильное влияние на работу схемы оказывают распределенные емкости и индуктивности выводов ламп и соединительных проводов.

На низких частотах ($f_п < f$) паразнтные колебаиня обычно возйнкают в результате резонансных явлений в дросселях высокой частоты, а также образоваиия колебательиых снстем нз дросселей и блокнровочных коидеисаторов.

Паразитные колебання могут быть однотактнымн и двухтактнымн. Однотактные колебання наблюдаются в одиотактных н двухтактных схемах. Двухтактные колебання, прн которых переменные напряження на соответствующих электродах ламп протнвоположны по фазе, также могут возннкнуть не только в двухтактиых, но н в одиотактиых схемах прн параллельиом включеннн ламп.

Борьба с паразнтнымн колебаииями. Для устраиення н подавлеиия паразнтных колебанний предусматрнвают меры конструктнвного и схемного характера.

Прн конструнрованин усилнтелей необходнмо как можно больше ослабить паразитиые обратные связн; для этого следует удалнть сеточные цепн от анодных, уменьшнть длину соединнтельных проводов в сеточных, аиодных и нейтроднннных цепях, уменьшнтъ чнсло дросселей и холостых внтков катушек, применнть экраннровку контурных деталей н контуров в целом, и т. п.

Однако указаиные мероприятня не могут полностью устранить опасности паразнтного самовозбуждения.

Для полного устранеиия паразнтного самовозбуждеиия следует нарушить условня самовозбуждення для паразитных частот, прн этом ианболее целесообразной мерой оказывается срыв балаиса амплнтуд

$$(K_{о.\,с.\,п} - D)\,S_{ср}R_{э.\,п} > 1$$

умеиьшеинем коэффицнента обратной связн $K_{о.\,с.\,п}$ и эквивалентного сопротивления паразитной колебательной системы $R_{э.\,п}$.

Для снижеиня $K_{о.\,с.\,п}$ следует умеиьшить сопротнвление на участке сетка—катод для токов паразитных частот, т. е. увеличнть емкостное сопротивлеине этого участка. Это легко можно осуществить при емкостной связн с анодиым контуром возбудителя, когда однн нз его контурных кондеисаторов является в то же время конденсатором связи.

Для снижеиия $R_{э.\,п}$ необходимо увеличнть затухаине паразитных колебательиых цепей путем введения в этн

цепи небольших безындукционных сопротивлений R (порядка единиц и десятков ом), которые не влияют на колебания рабочей частоты. Эти антипаразитные сопротивления обычно шунтируются небольшой индуктивностью L и включаются в сеточные и анодные вводы ламп и в цепи нейтродинных конденсаторов.

Для токов паразитных колебаний эти сопротивления оказываются чисто активными ($\omega_n L \gg R$) и резко снижают эквивалентное сопротивление паразитных контуров.

Антипаразитные сопротивления часто выполняют в виде катушки из нескольких витков стальной проволоки. На рабочих частотах индуктивное и активное сопротивления такой катушки ничтожно малы, но резко возрастают на высоких частотах паразитных колебаний.

Указанные меры особенно эффективны для подавления паразитных колебаний, лежащих вне рабочего диапазона частот.

§ 39. Схема усилителя мощности с общей сеткой

В последние годы начала успешно применяться схема лампового усилителя мощности с общей (заземленной) сеткой.

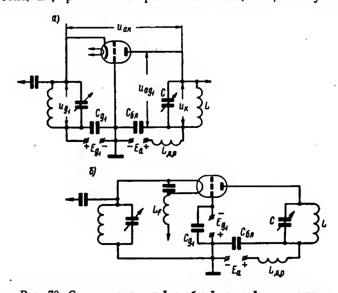
Эта схема, изобретенная еще в 1929 г. М. А. Бонч-Бруевичем, долгие годы почти не использовалась в технике радиопередающих устройств ввиду того, что в наиболее распространенных в то время диапазонах длинных и средних волн она не имела преимуществ перед основной схемой усиления с общим (заземленным) катодом.

В настоящее время схема с заземленной сеткой широко применяется в передатчиках дециметровых, метровых и частично коротких волн, так как обеспечивает высокую устойчивость работы усилителей на триодах и устраняет необходимость нейтрализации проходной емкости.

На рис. 70 представлены варианты схемы усилителей с общей сеткой. В схеме с общей сеткой общим (обычно заземленным) электродом входной и выходной цепей является не катод, а сетка; при этом сетка обязательно должна иметь нулевой высокочастотный потенциал относительно земли, так как только в этом случае она будет служить электростатическим экраном между катодом и анодом (подобно экранной сетке в тетродах и пентодах).

Постоянный потенциал сетки относительно земли может и не быть равным нулю и зависит от схемы включения

источиика сеточиого смещеиия. Например, иа рис. 70, *а* источник смещеиия включеи между землей и источииком иапряжеиия возбуждеиия и сетка иепосредствеиио заземлеиа по постояииому и перемеииому току; иа рис. 70, *б* источиик смещеиия включеи между выводом сетки и землей, при этом сетка имеет отиосительио земли постояииый потеициал, равиый напряжеиию смещеиия, и иулевой



Рнс. 70. Схемы усилителей с общей сеткой: *а* — сетка непосредственно заземлена по постоянному н переменному току; *б* — нсточник смещення включен на участке сетка—земля в лампе прямого накала.

перемеииый потенциал, так как сопротивлеиие блокировочиого кондеисатора иа высокой частоте весьма мало.

В схеме с общей сеткой напряжеиие возбуждения приложеио (как и в схеме с заземлеииым катодом) к участку сетка—катод; иа этом же участке включеио постояииое иапряжение смещеиия.

При отсчете потеициалов от общего электрода (сетки) катод лампы в большиистве случаев имеет положительиый потеициал отиосительио сетки, что эквивалентио подаче на сетку отрицательиого потеициала отиосительио катода, как в схеме с общим катодом. Так как катод, кроме того,

находится под высокочастотным потенциалом напряжения возбуждения относительно общего заземленного электрода, то в схемах с лампами прямого накала в цепь катода должен быть включен дроссель высокой частоты L_f, как показано на рис. 70, *б*.

Анодный контур усилителя в данной схеме оказывается включенным на участке анод—сетка, что является важной особенностью схемы. Источник анодного питания включен последовательно между контуром и общей заземленной сеткой, при этом постоянное напряжение между анодом и катодом равно сумме постоянных напряжений анодного источника E_a и источника смещения E_{g_1}. Так как обычно $|E_{g_1}| \ll E_a$, то это изменение постоянного анодного напряжения не учитывают.

Фазовые соотношения в схеме с общей сеткой. Фазовые соотношения напряжений между электродами в схеме с общей сеткой такие же, как в схеме с общим катодом, однако распределение потенциалов относительно общей заземленной сетки иное.

На рис. 71 представлены временные диаграммы напряжений и токов (анодного и сеточного) в схеме при работе в режиме II рода (при $\theta = 90°$) и сеточном смещении $E_{g_1} < 0$.

В цепи катод—сетка действует входное напряжение $e_{кg_1}$, равное сумме напряжений смещения и возбуждения. При отсчете потенциала от общей заземленной сетки напряжение на катоде будет равно (рис. 71, *а*, *б*):

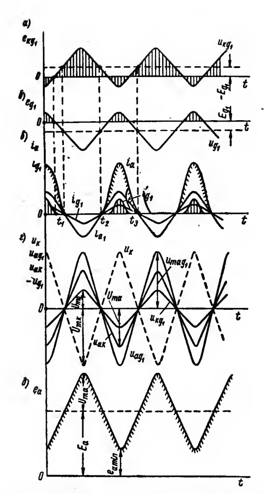
$$e_{кg_1} = -(U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1}) = -e_{g_1},$$

где e_{g_1} — мгновенное напряжение на сетке относительно катода.

В моменты, когда напряжение на катоде падает до величины напряжения запирания лампы, лампа открывается (время $0-t_1$, $t_2 - t_3$ и т. д. на рис. 71, *в*) и через нее пройдут импульсы анодного тока i_a. Импульсы сеточного тока появятся, когда $e_{кg_1} \leqslant 0$ (т. е. когда сетка будет иметь положительный потенциал относительно катода).

Импульсы анодного и сеточного токов, а также их первые гармоники показаны на рис. 71, *в*.

Первая гармоника анодного тока проходит через лампу, входную цепь, блокировочные конденсаторы источников анодного и сеточного питания ($C_{бл}$, C_{g_1}) и анодный контур (L, C).



Рнс. 71. Временные диаграммы напряжений н токов в схеме с общей сеткой: *а* — входиого напряжения; *б* — мгновенного напряжения на участке сетка—катод; *в* — анодного и сеточного токов; *г* — переменных напряжений иа разлнчных участках схемы; *д* — напряжения иа участке катод—анод.

Колебательиое напряженне иа контуре $u_к$ находится в фазе с напряженнем возбуждення u_{g_1} прн отсчете потенцнала последнего от катода н в протнвофазе при отсчете потеициала u_{g_1} от сеткн, как показано на рнс. 71, *а*, *б*, *г*.

Переменная составляющая аиодного напряжеиия $u_{ак}$ оказывается равной разиостн мгновениых напряжеинй выходного $u_{ag_1} = -u_к$ н входиого $u_{кg_1} = -u_{g_1}$:

$$u_{ак} = u_{ag_1} - u_{кg_1} = -u_к + u_{g_1}.$$

При этом напряженне $u_{ак}$ протнвоположио по фазе колебательному напряженню $u_к$, напряженню возбуждення u_{g_1} н первой гармоннке анодного тока i_{a_1}, как н в обычиой схеме уснлеиня, но будет в фазе с входиым напряжеинем $u_{кg_1}$ в отлнчие от обычной схемы.

Различие велнчнн колебательного напряжения $u_к$ н перемеиной составляющей аиодного напряжения $u_{ак}$ (в схеме с заземленным катодом онн равны) является одной нз важных особенностей схемы. Увелнчеине колебательного напряжения на нагрузке по сравненню с напряженнем анода на величнну иапряжения возбуждения указывает на то, что анодный контур в даииой схеме пнтается от последовательно соедниеииых лампы н нсточинка возбуждення, часть мощиостн нсточника возбуждення тратнтся на возбужденне лампы (как н в обычном уснлнтеле), а часть переходнт в нагрузку без усиления и добавляется к мощностн, выработанной лампой в нагрузке.

Напряжение на участке катод—анод лампы ($e_а$) показано на рис. 71, *д*.

Входная проводимость уснлителя в схеме с общей сеткой. В схеме с общей сеткой во входной цепн помимо сеточиых токов проходнт первая гармоиика анодиого тока. Такнм образом, результирующий входной ток будет равен

$$\bar{I}_{вх.\,рез} = \bar{I}_{g_1} + \bar{I}_{a_1} + \bar{I}_{g_1C} = I_{e_1} + \bar{I}_{g_1C},$$

где $\bar{I}_{g_1C}$ — емкостиый ток сеткн;

$\bar{I}_{e_1}$ — первая гармоинка суммарного тока.

На рнс. 72 представлена эквивалентная схема усилнтеля с общей сеткой с учетом междуэлектродиых емкостей.

Из схемы следует, что емкостная составляющая входного тока слагается нз тока через входную емкость $C_{g_1к}$ и тока через емкость $C_{ак}$, являющуюся в данной схеме проходной:

$$\bar{I}_{g_1C} = \bar{I}_{g_1к} + \bar{I}_{ак}.$$

Результирующая входная проводимость схемы оказывается значительио выше, чем в схеме с общнм катодом, и будет равиа

$$Y_{\text{вх. рез}} = \frac{\overline{I}_{\text{вх. рез}}}{\overline{U}_{mg_1}} = \frac{\overline{I}_{e_1}}{\overline{U}_{mg_1}} + \frac{\overline{I}_{g_1\text{к}}}{\overline{U}_{mg_1}} + \frac{\overline{I}_{\text{ак}}}{\overline{U}_{mg_1}} = Y_0 + Y_1 + Y_2.$$

Первое слагаемое проводнмости Y_0, определяемое суммариым током лампы, оказывается равиым средней кру-

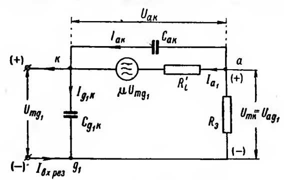


Рис. 72. Эквивалеитная схема усилителя с общей сеткой с учетом междуэлектродиых емкостей.

тизие характеристикн суммарного тока $S_{e\,\text{ср}}$; действительно, первая гармоника суммариого тока

$$\overline{I}_{e_1} = \frac{S_e}{\alpha_i}\overline{U}_{mg_1} = S_{e\,\text{ср}}\overline{U}_{mg_1}$$

и очевндно, что

$$Y_0 = \frac{\overline{I}_{e_1}}{\overline{U}_{mg_1}} = S_{e\,\text{ср}}.$$

В недоиапряженном н критнческом режнмах ток сетки зиачительио меньше анодного, поэтому

$$\overline{I}_{e_1} \approx \overline{I}_{a_1} \text{ и } S_{e\,\text{ср}} \approx S_{\text{ср}},$$

где $S_{\text{ср}}$ — средияя крутнзиа анодиого тока.

Второе слагаемое Y_1 является проводнмостью емкостн $C_{g_1\text{к}}$, как и в схеме с общнм катодом:

$$Y_1 = \frac{\overline{I}_{g_1\text{к}}}{\overline{U}_{mg_1}} = j\omega C_{g_1\text{к}}.$$

Третье слагаемое проводимости Y_2 определяется проходной емкостью $C_{ак}$ и зависит не только от величины этой емкости, но и от настройки анодно-сеточного контура и режима работы лампы.

Расчеты показывают, что

$$Y_2 = j\omega C_{ак}(1 - S_{ср}Z_э).$$

Так как $Z_э = r_э + jx_э$, то результирующая входная проводимость схемы будет равна

$$Y_{вх.\ рез} = S_{ср} + \omega C_{ак}S_{ср}x_э + j\omega[C_{g_1к} - (S_{ср}r_э - 1)C_{ак}]$$

или

$$Y_{вх.\ рез} = g_{вх.\ рез} + jb_{вх.\ рез}.$$

Реактивная составляющая проводимости носит емкостный характер и определяется динамической входной емкостью, которая оказывается меньше емкости сетка—катод:

$$C_{вх} = C_{g_1к} - (S_{ср}r_э - 1)\,C_{ак}.$$

При настроенном контуре $r_э = R_э$ и входная емкость будет минимальной:

$$C_{вх} = C_{вх.\min} = C_{g_1к} - (S_{ср}R_э - 1)C_{ак}.$$

Снижение динамической входной емкости является важным преимуществом схемы с общей сеткой, ослабляя влияние режима данного усилителя на предыдущий.

Активная составляющая результирующей проводимости

$$g_{вх.\ рез} = S_{ср} + \omega C_{ак}S_{ср}x_э = g_0 + g_{вх}$$

состоит из активных проводимостей, обусловленных анодным током лампы (g_0) и обратной связью через емкость анод—катод ($g_{вх}$).

В отличие от схемы с общим катодом при емкостном характере сопротивления контура ($x_э < 0$), т. е. при работе контура на частотах больше собственной, второе слагаемое активной проводимости отрицательно:

$$g_{вх} = -\,\omega C_{ак}S_{ср}|x_э| < 0,$$

что указывает на наличие положительной обратной реакции, однако самовозбуждение при этом невозможно, так как всегда выполняются условия

$$S_{\text{ср}} \gg |\omega C_{\text{ак}} S_{\text{ср}} x_{\text{э}}| \text{ и } g_{\text{вх. рез}} > 0.$$

При $x_{\text{э}} > 0$ активная составляющая проводимости $g_{\text{вх}} > 0$ и в схеме наблюдается отрицательная обратная реакция, т. е. переход энергии из цепи сетки в цепь анода.

При более строгом выводе проводимости $g_{\text{вх}}$ колебательное напряжение на нагрузке определяют с учетом емкостного тока $\overline{I}_{\text{ак}}$, проходящего по ней:

$$\overline{U}_{m\text{к}} = (\overline{I}_{a_1} + \overline{I}_{\text{ак}})\, Z_{\text{э}}.$$

При этом оказывается, что входная проводимость становится отрицательной на некотором участке индуктивной расстройки контура, когда $f < f_0$, но только при условии $\omega_{\max} C_{\text{ак}} R_{\text{э}} > 2$.

Следовательно, условием устойчивости работы схемы с общей сеткой является обратное неравенство

$$\omega_{\max} C_{\text{ак}} R_{\text{э}} < 2,$$

при выполнении которого результирующая входная проводимость положительна.

Из условий устойчивости можно определить предельную частоту

$$f_{\max} \leqslant \frac{S_{\text{ср}}}{\pi C_{\text{ак}} (A_{\text{м}} - 1)} = \frac{S}{\pi \alpha_i C_{\text{ак}} (A_{\text{м}} - 1)}.$$

Соотношение предельных частот устойчивой работы схем с общей сеткой и с общим катодом показывает, что в первой схеме эта частота будет значительно выше. Действительно,

$$\frac{(f_{\max})_{\text{общ. сетка}}}{(f_{\max})_{\text{общ. катод}}} = \frac{C_{ag_1}}{C_{\text{ак}}} \frac{A_{\text{м}}}{A_{\text{м}} - 1}.$$

Так как $A_{\text{м}} \geqslant 1$, то практически превышение предельной частоты в схеме с общей сеткой по сравнению с обычной схемой определяется соотношением емкостей C_{ag_1} и $C_{\text{ак}}$.

Так как емкость $C_{\text{ак}}$ у триодов в десятки раз меньше емкости C_{ag_1}, то предельная частота в схеме с общей сеткой

оказывается значительно выше, что и позволило широко использовать эту схему в области метровых и дециметровых волн.

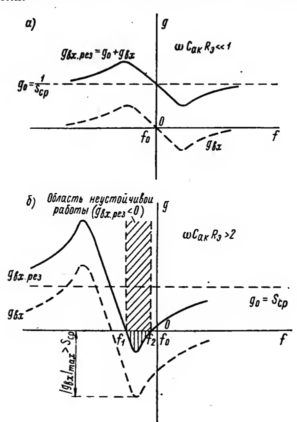


Рис. 73. Зависимость результирующей активной входной проводимости и ее составляющих от частоты для схемы с общей сеткой: *а* — при $\omega C_{ак} R_э \ll 1$; *б* — при $\omega C_{ак} R_э > 2$.

На рис. 73 представлены зависимости результирующей активной входной проводимости и ее составляющих от частоты для схемы с общей сеткой.

В отличие от схемы с общим катодом входная проводимость $g_{вх}$ в этом случае отрицательна при емкостном ха-

рактере сопротивления контура ($f > f_0$) и положительна при индуктивном ($f < f_0$).

Характер проводимости $g_{вх} = \varphi(f)$ в сильной степени зависит от соотношения эквивалентного сопротивления анодно-сеточного контура $R_э$ и сопротивления проходной емкости $\frac{1}{\omega C_{ак}}$.

При $\omega C_{ак} R_э \ll 1$ входная проводимость, обусловленная проходной емкостью, равна нулю при настроенном контуре ($f = f_0$), величина отрицательного максимума проводимости всегда значительно меньше $g_0 = S_{ср}$, и усилитель работает устойчиво при любых расстройках, так как $g_{вх.рез} > 0$ (рис. 73, *а*).

При увеличении $\omega C_{ак} R_э$ кривая проводимости $g_{вх}$ смещается влево, а ее максимум увеличивается тем больше, чем выше величина $\omega C_{ак} R_э$ (рис. 73, *б*). При $\omega C_{ак} R_э = 2$ результирующая входная проводимость обращается в нуль при определенной расстройке контура. При $\omega C_{ак} R_э > 2$ результирующая входная проводимость делается отрицательной в диапазоне $f_1 - f_2$, что указывает на возможность самовозбуждения.

Такая неустойчивая работа оказывается возможной, как и в схеме с общим катодом, только при индуктивном характере сопротивления контура.

Схема с общей сеткой в большинстве случаев не требует специальных мер для нейтрализации проходной емкости $C_{ак}$, вследствие ее малой величины. Однако в усилителях большой мощности при работе на метровых или дециметровых волнах паразитная связь через эту емкость может оказаться недопустимо большой, что потребует нейтрализации схемы.

Естественно, что нейтрализация схемы с общей сеткой не устраняет связи входной и выходной цепей за счет тока первой гармоники I_{a_1}, проходящего по ним.

Глава X

СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

§ 40. Характеристика стабильности частоты и требования к ией

Стабильиость частоты передатчика количествеиио характеризуется абсолютиой н отиосительной иестабильностью.

Абсолютная нестабильность Δf представляет собой максимальное отклоиеиие частоты передатчика $f_г$ от иомииального значения f_0, т. е. $\Delta f = f_г - f_0$, причем это отклоиеиие учитывает одиовремеиное влияние всех осиовиых дестабилизирующих прнчии.

Более удобиой характеристнкой является отиосительная иестабнльность $q = \frac{\Delta f}{f_0}$, определяющая отиосительное нзмеиеиие частоты.

Требования к стабильиости частоты зависят от назначеня передатчика, условий, в которых он должеи работать, диапазоиа частот и экономнческих соображеиий.

К стацноиариым передатчнкам любой конструкцнн, работающнм в благоприятиых температуриых н атмосферных условнях, предъявляются более жесткие требовання в отношеиии стабильности частоты, чем к подвнжным малогабаритиым.

Подвижиые передатчики должны иметь миинмальные габариты и вес, кроме того, им часто приходится работать в тяжелых внешиих условиях (при большом перепаде температур, повышеииой влажиости воздуха и т. д.). В таких условиях обеспечение высокой стабильиости частоты усложняется, поскольку оио противоречит конструктнвным н экоиомическим требованиям.

Диапазои частот, в котором работает передатчик, также влияет иа стабильиость частот. С увелнченнем частоты прн одиой н той же относнтельной нестабиль-

ности увеличивается абсолютиая иестабильиость Δf. Для сохраиеиия Δf в допустимых пределах отиосительиая иестабильиость должиа быть меньше.

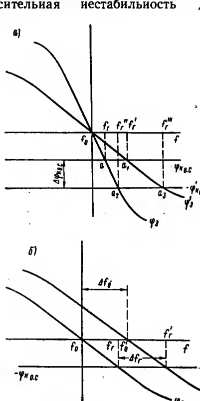


Рис. 74. Зависнмость фазовых углов $\varphi_{K_{о.\,с}}$ и $\varphi_э$ от частоты: *а* — при различной добротностн контура генератора; *б* — прн различной собственной частоте контура.

Частота колебаиий передатчика и причииы ее измеиеиий. Частота передатчика определяется частотой генератора, которую можио иайти из условия балаиса фаз (86).

Фазовый угол эквивалеитиого сопротивлеиия зависит от частоты:

$$\varphi_э = \operatorname{arctg}\frac{x_э}{r_э} = \varphi(f).$$

Фазовый угол коэффициеита обратиой связи при малых измеиеииях частоты ие зависит от иее и определяется в осиовиом потерями в цепи сетки и коитуре.

На рис. 74, *а* показаиы зависимости углов $\varphi_э$ и $\varphi_{K_{о.\,с}}$ от частоты и точка *а* пересечеиия графиков, в которой устаиавливается балаис фаз и геиерируемая частота $f=f_г$. Любое измеиеиие хода графиков приводит к иарушеиию иачального балаиса фаз, а следовательио, и геиерируемой частоты.

Действительио, при постояииой собствеииой частоте коитура ($f_0 = \text{const}$) положеиие точки *а* определяется величииой фазового угла $\varphi_{K_{о.\,с}}$ и скоростью измеиеиия угла $\varphi_э$ в зависимости от частоты, т. е. крутизиой его графика $S_{\varphi_э}$ в иачальиой точке ($f \to f_0$): $S_{\varphi_э} = \frac{d\varphi_э}{df}$.

Чем больше эта скорость, тем меньше изменение частоты, вызывающее восстановление баланса фаз. Из рис. 74, *а* следует, что абсолютные изменения частоты тем меньше, чем меньше $\varphi_{K_{\text{о. с}}}$ и $\Delta\varphi_{K_{\text{о. с}}}$ и чем больше $S_{\varphi_э}$.

Изменение частоты происходит независимо от причин, вызвавших изменение $\varphi_э$ или $\varphi_{K_{\text{о. с}}}$, причем частота генерируемых колебаний тем ближе к собственной частоте контура f_0, чем меньше $\varphi_{K_{\text{о. с}}}$ и чем больше $S_{\varphi_э}$.

Влияние баланса фаз рассматривалось при условии постоянства собственной частоты контура f_0, однако нетрудно убедиться (рис. 74, *б*), что изменение f_0 вызывает примерно такие же изменения генерируемой частоты: $\Delta f_0 \approx \Delta f_г$.

Указанные соображения позволяют сделать следующие выводы о причинах непостоянства генерируемой частоты.

Во-первых, частота колебаний меняется при нарушении баланса фаз независимо от причины, вызвавшей это нарушение. Уход частоты (при прочих равных условиях) тем меньше, чем выше добротность контура Q (так как $S_{\varphi_э} \approx Q$) и меньше фазовый угол $\varphi_{K_{\text{о. с}}}$, т. е. чем меньше потери в цепи сетки генератора.

Во-вторых, частота колебаний близка к собственной частоте контура и изменяется при изменении этой частоты. Очевидно, что изменения частот f_0 и $f_г$ тем меньше, чем выше эталонные свойства колебательного контура, т. е. чем меньше изменения параметров контура, вызываемые различными причинами.

Кроме нестабильности частоты, необходимо учитывать неточность установки частоты генератора, которая определяется неточностью градуировки, субъективными погрешностями установки частоты и другими факторами, не связанными со стабильностью частоты.

Расчеты показывают, что относительная нестабильность

$$\frac{\Delta f_г}{f_г} = \frac{\Delta f_0}{f_0} + \delta\varphi_{K_{\text{о. с}}} + \delta\varphi_н.$$

Это выражение справедливо при малых величинах $\Delta f_г$, когда $f_г \approx f_0$.

Последнее уравнение содержит три составляющие нестабильности частоты. Первая составляющая $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ представляет относительное изменение собственной частоты

контура, вызванное изменением его параметров L н C. Это слагаемое определяет общую иестабильиость частоты, причем

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C}\right). \tag{106}$$

Для сиижеиня общей иестабнльности необходимо повысить эталоииые свойства колебательного коитура, т. е. использовать такие детали, которые бы в меньшей степеии изменяли свои параметры при различиых виешних воздействиях.

Вторая составляющая иестабильиости $\frac{\Delta\varphi_{K_{о.с}}}{2Q} = \delta\varphi_{K_{о.с}}$ представляет собой относительное измеиеине генернруемой частоты, обусловлеииое потерями в коитуре и в цепи сетки. Эта поправка частоты завнсит от добротности колебательной системы и будет тем меньше, чем выше добротиость Q. Велнчина $\delta\varphi_{K_{о.с}}$ в большинстве случаев иевелика по сравиеиню с $\frac{\Delta f_0}{f_0}$, но иногда с ией приходится считаться.

Третье слагаемое $\delta\varphi_н$ — поправка частоты, называемая *нелинейной*. Она вызвана появлеием высшнх гармоиик и поэтому тем меиьше, чем инже их уровеиь.

Следовательио, для получеиия высокой стабильиости частоты генератора иеобходимо нспользовать колебательиые системы с хорошими эталоиными свойствами и большой добротностью. Высокая добротность приведет к сиижению ие только второй, ио и третьей поправок частоты, так как благодаря лучшим фильтрующим свойствам контура амплитуды гармоник уменьшатся.

§ 41. Дестабилизирующие факторы и методы ослабления их влияиия иа частоту

Осиовиая нестабнльиость геиерируемой частоты вызывается изменеиием параметров коитура L и C, в которые входнт ие только емкость коитуриого конденсатора и индуктивность катушки, но н емкостн и ннндуктивности выводов ламп, монтажа, экраиов и другне паразитные индуктивности и емкости, подключеииые к контуру. Следовательно, любая причина, которая приводит к измеиеиию общей емкости или индуктивиости контура, вызовет изменение его собственной, а также н генернруемой частоты.

К основным факторам, действующим иа общие параметры контура н стабнльность частоты, относятся механнческне, температурные, атмосферные влняния и режим работы.

Механическне влияиия. Механнческне влияния на частоту появляются прн внбрацнн, ударах, перекосах установочных плат н шассн, короблении каркасов катушек н т. п. Эти прнчнны првводят к перноднческнм (прн внбрацин) и одностороннни изменениям геометрнческнх размеров контурных деталей, взанмному смещению деталей, монтажных проводов, экранов н электродов лампы генератора. В результате меняются параметры контурных деталей, паразнтные емкостн и индуктнвностн, входящие в контур, а следовательно, н генерируемая частота.

Наибольшее влняние механическне факторы оказывают иа подвижные передатчики. Особенно снльно воздействует на геиерируемую частоту вибрацня пластин контурного конденсатора и электродов ламп.

Для ослаблення влняння механическнх факторов при конструнрованнн передатчнка приннмают спецнальные меры, к которым относятся: 1) амортнзацня геиератора, его лампы и отдельных деталей, а также передатчика в целом; 2) размещеиие передатчика в местах мннимальных сотрясений; 3) применеиие массивиых, механическн прочных и жесткнх деталей колебательного контура.

Монтаж геиератора должеи быть жесткнм, каркас и шасси литыми илн свариымн, экраиы жесткнми и прочно закрепленнымн на шасси. Требоваиия жесткости и прочностн предъявляются и к лампам геиератора.

В качестве устаиовочных диэлектрических деталей н каркасов катушек используются прочные материалы, которые ие подвергаются перекосам и короблению (иапример, высокочастотиая керамика н т. п.).

Температуриые влияния. Колебаиня температуры элеметов генератора приводят к нзменению генернруемой частоты. Это измеиеиие прниято характеризовать температурным коэффицнентом частоты, представляющим относнтельное отклоиенне частоты при измеиеини температуры на 1° С,

$$\alpha_f = \frac{\Delta f}{f \, \Delta t^\circ},$$

Температура контуриых деталей в основном определяется температурой внешней среды. Измененне температуры за счет токов, обтекающнх коитур, незначительно из-за иебольшой геиернруемой мощиостн. Несколько большее влнянне оказывает иагреванне деталей от лампы генератора.

Подвнжные передатчикн работают прн большнх изменениях температуры среды и должны нметь заданную стабильность прн значнтельном перепаде внешних температур, напрнмер от — (40—50)° С до +(50—60)° С.

Измененне температуры среды приводит к измененням емкостн н нндуктивности контура, днэлектрической постоянной днэлектрнков, входящих в конструкцию контурных деталей, активного сопротнвлення проводов н др. Изменеиие температуры лампы вызывает изменеине геометрнческнх размеров ее электродов.

Влнянне температуры на нидуктнвность катушкн и емкость контурного конденсатора характернзуется температурнымн коэффицнентами, представляющимн относительиые нзменения велнчнн ннлуктнвностн н емкостн прн нзмененни температуры на 1° С

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L\,\Delta t^\circ}; \quad \alpha_C = \frac{\Delta C}{C\,\Delta t^\circ}.$$

Измеиеине температуры приводнт к нзменению диаметра внтков катушкн, шага намоткн н ее длнны, днэлектрнческой постоянной каркаса и актнвного сопротивлення провода катушкн.

Для уменьшення температурного коэффнцнента ннлуктивностн (ТКИ) к матерналам н конструкцням контуриых катушек предъявляются жесткие требовання. Каркасы делают из высокочастотной керамикн с малымн температурными коэффицнентами расшнрения н днэлектрической постоянной (плавленый кварц, ультрафарфор, керамнт н др.) Провод для намоткн желательно нзготовлять из инвара — сплава с малым температуриым коэффнцнеитом расшнрения (порядка 10^{-6}).

Часто применяют горячую намотку катушкн проводом, разогретым до 100—150° С, которая увелнчнвает плотность сцеплення внтков с каркасом. Кроме того, шнроко нспользуют конструкции катушек с намоткой, нзготовленной методом вжнгания металла в керамнку. Температурный коэффициеит индуктнвности такнх катушек

приближается к температурному коэффициенту материала каркаса. Для уменьшения влияния изменения диэлектрической постоянной материала применяют ребристые каркасы. В результате ТКИ снижается до (5—30) 10^{-6}, в то время как у обычных катушек он составляет (100—200) 10^{-6}.

Изменение емкости конденсатора с температурой вызвано изменением геометрических размеров площади пластин и зазора, возникновением деформации пластин и диэлектриков и изменением диэлектрической постоянной диэлектрика. Большое влияние на стабильность емкости оказывает не только величина температурного коэффициента, но и его постоянство при повторных нагреваниях и охлаждениях. Если температурный коэффициент емкости (ТКЕ) в разных циклах нагревания и охлаждения оказывается различным, то и емкость контура каждый раз будет другой. Такая нецикличность зависит от старения диэлектрика конденсатора, но может иметь место и у конденсаторов с воздушным диэлектриком из-за медленного установления температуры.

Более низкий ТКЕ у конденсаторов следующих типов: воздушных, вакуумных, керамических и термокомпенсированных. В воздушных конденсаторах пластины, шайбы и оси (в конденсаторах переменной емкости) желательно изготовлять из инвара и использовать высококачественные диэлектрики. В керамических конденсаторах применяют диэлектрики с малым температурным коэффициентом диэлектрической постоянной α_ε, а в качестве обкладок используют слои серебра, нанесенные на диэлектрик. У термокомпенсированных конденсаторов подбором материалов пластин, шайб и диэлектрика получают значительное снижение α_C. Однако применение этих конденсаторов ограничено из-за сложности конструкции.

В некоторых видах керамических конденсаторов используются титанодиэлектрики (тиконд и др.), что обусловливает отрицательный ТКЕ. Это свойство позволяет применять керамические конденсаторы для термокомпенсации в контуре генератора.

Как указывалось выше, нестабильность частоты, вызванная изменением L и C, определяется уравнением (106), откуда следует, что температурный коэффициент частоты

$$\alpha_f = \frac{\Delta f_0}{f_0 \Delta t^\circ} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta L}{L \Delta t^\circ} + \frac{\Delta C}{C \Delta t^\circ}\right) = -\frac{1}{2}(\alpha_L + \alpha_C). \quad (107)$$

Поддержаине постояиства f_0, при котором $\alpha_f \to 0$ можио осуществнть: 1) умеиьшеиием α_L н α_C до иуля; 2) взаимиой компенсацней их ($\alpha_L + \alpha_C = 0$); 3) сохранением постояииой температуры коитура ($\Delta t^\circ \approx 0$).

Наиболее широко в подвижиых передатчиках малой н средией мощиости нспользуются два первых способа, с помощью которых снижают температуриые коэффициеиты иидуктивиости и емкости, как описаио выше, и осуществляют термокомпенсацию конденсаторами с отрицательными ТКЕ.

Прн третьем способе влияние виешней температуры умеиьшается помещеиием коитура в термостат. Этот способ обеспечивает наилучшие результаты, но из-за сложности и высокой стоимости конструкции передатчика применяется только в ответствеииых случаях.

К температуриым влняиням иа частоту отиосится влияние разогрева лампы генератора после ее включеиия. Практика показывает, что после включення передатчика самое большое измененне частоты иаблюдается в первые 10—20 мни. работы. Это нзменеиие частоты называется *выбегом*. При разогреванин лампы, температура элемеитов которой завнсит от действующих в ней токов н иапряжений, меияются геометрнческие размеры электродов и диэлектрнческая постоянная диэлектриков, нспользуемых в коиструкции (цоколь, баллои). Все это приводит к нзмеиенню собственных емкостей лампы, входящих в коитур. Особенно сильно влияет иа измеиеиие емкостн диэлектрическая постоянная стекла, температуриый коэффицнент которого достигает $2 \cdot 10^{-3}$.

Для уменьшеиия выбега частоты необходимо нспользовать лампы с разнесенными выводами электродов и диэлектрнками с малыми температуриыми коэффициеитами.

Для синжеиия температуры лампы иногда прнмеияют прннудительиое воздушное охлаждение ее веитилятором.

Атмосфериые влияиия. К атмосферным влияниям отиосятся нзмеиеиия влажиости воздуха и давления. Измеиенне влажиостн приводит к нзменеиию диэлектрической постояниой воздуха. С повышением температуры влияиие влажности будет снльнее.

Для уменьшения влняиия влажиости и давлеиия необходимо использовать иегигроскопичные днэлектрнки, а вместо конденсаторов с воздушным диэлектриком — керамнческие нлн вакуумые герметнзированные.

Желательно осуществлять герметизацию генератора, помещая его в термостат.

Влияние режима работы генератора. На частоту генератора значительное влияние оказывает режим его работы, изменение которого приводит к изменению фазовых соотношений, междуэлектродных емкостей и теплового режима деталей и лампы. На режим работы генератора действуют непостоянство питающих напряжений и непостоянство реакции последующих усилителей.

Непостоянство питающих напряжений. Изменение напряжения питания лампы (анода, накала, экранной и управляющей сеток) приводит к изменению сеточных токов и потерям в цепи сетки. В результате этого изменяется фазовый угол коэффициента обратной связи, баланс фаз и частота колебаний. Кроме того, из-за изменения амплитуд гармоник меняется нелинейная поправка частоты.

Изменение напряжений питания влияет на тепловой режим лампы, так как изменяет баланс мощностей в генераторе; от величины питающих напряжений зависит плотность объемного заряда лампы и, следовательно, междуэлектродные емкости (в основном емкость участка сетка—катод).

Исследования показывают, что изменения фазового угла коэффициента обратной связи $\Delta\varphi_{K_{о.с}}$, вызываемые нестабильностью источников питания, оказываются порядка затухания контура d, а так как вблизи собственной частоты

$$\operatorname{tg}\varphi_э \approx \varphi_э = -\frac{2\Delta f}{f_г} Q,$$

то баланс фаз восстанавливается, когда

$$\varphi_э = |\Delta\varphi_{K_{о.с}}| \approx d = \frac{1}{Q} \text{ или } \frac{\Delta f}{f_г} \approx -\frac{1}{2Q^2}.$$

Таким образом, влияние напряжений питания на частоту тем меньше, чем больше добротность контура, т. е. чем выше крутизна фазовой характеристики.

Для уменьшения влияния изменения питающих напряжений на частоту увеличивают стабильность питающих напряжений. Питание генератора желательно осуществлять от отдельных источников. Важным моментом, позволяющим повысить стабильность частоты, является выбор

такого режима работы генератора, при котором токи сетки будут постоянными.

Существуют методы ослабления влияния питающих напряжений подбором реактивных элементов в цепи сетки для компенсации фазовых сдвигов, вызванных изменением напряжений питания. Такая стабилизация называется *параметрической*. Она дает хорошие результаты только при работе на одной частоте и в диапазонных передатчиках применяется редко.

Непостоянство реакции последующих усилителей. Цепь сетки первого усилителя, следующего за генератором, входит в нагрузку последнего. Всякие изменения режима этой цепи, вызванные изменением сеточных токов и паразитными связями сеточной цепи с анодной через проходную емкость лампы первого усилителя, приводят к изменению нагрузки, а следовательно, режима и частоты генератора.

Для уменьшения реакции первого усилителя на генератор необходимо ослабить связь с генератором, уменьшить или свести к нулю сеточные токи первого усилителя, используя в нем буферный режим, а также построить его на пентодах с малой проходной емкостью и желательно в режиме умножения частоты.

Применение буферных усилителей позволяет резко ослабить влияние последующих мощных усилителей и антенной цепи на генератор. Буферный усилитель работает с низким к. п. д. и его лампа плохо используется по мощности, что снижает промышленный к. п. д. передатчика.

Для ослабления влияния нагрузки на генератор весьма целесообразно и перспективно использовать двухконтурную схему генератора с электронной связью, работа которой будет рассмотрена в следующем параграфе.

Реакция последующих усилителей может также выражаться в паразитных влияниях их токов на генератор, в результате чего в деталях и проводах питания появятся паразитные э. д. с.

Для уменьшения этих влияний, приводящих к изменению реактивных сопротивлений в контуре и генерируемой частоты, а также для ослабления аналогичного влияния внешних полей генератор и его детали экранируют, а в цепях питания устанавливают развязывающие фильтры.

Меры, принятые для ослабления влияния дестабилизирующих факторов, позволяют получить общую

нестабильность частоты порядка $\pm(5-10)\,10^{-4}$. В ряде конкретных случаев нестабильность может оказаться значительно меньше ввиду того, что различные дестабилизирующие факторы влияют на частоту в противоположных направлениях.

Кроме нестабильности, вызванной рассмотренными причинами, большое значение имеет точность градуировки и установки частоты. При неточности градуировки и установки могут быть сведены на нет все мероприятия по ослаблению влияния дестабилизирующих факторов.

Для повышения точности установки частоты увеличивают размеры шкалы генератора и цену деления, применяют тщательно выполненные высокоточные механизмы (для вращения элемента настройки) с малыми люфтами. При передаче движения к подвижному элементу настройки (ротор конденсатора или вариометра) применяют большое замедление; для более точной установки частоты по визиру используют линзы и проекционные шкалы. Повышение точности установки достигается уменьшением коэффициента перекрытия поддиапазонов и применением умножителей частоты.

§ 42. Двухконтурные схемы генераторов с электронной обратной связью

Один из наиболее эффективных способов повышения стабильности частоты — построение генератора по двухконтурной схеме с электронной связью — предложен Б. К. Шембелем в 1934 г. Эта схема широко используется как в качестве генератора мощных передатчиков, так и в маломощных подвижных передатчиках при работе непосредственно на антенну без промежуточных усилителей. Преимущество ее заключается в том, что генерируемая частота определяется параметрами контура, входящего в цепь самовозбуждения, полезная же мощность снимается со второго контура, изменение параметров которого слабо влияет на генерируемую частоту. Такое разделение функций генерации колебаний и отбора полезной мощности позволяет повысить эталонные свойства контура, задающего частоту, и энергетические качества контура, в котором вырабатывается полезная мощность. В схеме Шембеля получается высокая стабильность частоты благодаря слабому влиянию на частоту реакции последующих усилителей и нестабильности питающих напряжений.

На рис. 75, *а* показана простейшая эквивалентная схема генератора на триоде. В анодную цепь лампы включены последовательно два контура: внутренний *I* входит в схему самовозбуждения, внешний *II* связан с нагрузкой. Оба контура обтекает анодный ток. Амплитуда колеба-

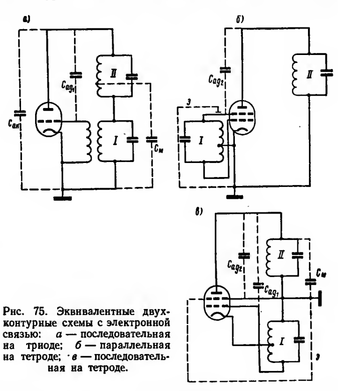


Рис. 75. Эквивалентные двухконтурные схемы с электронной связью: *а* — последовательная на триоде; *б* — параллельная на тетроде; *в* — последовательная на тетроде.

тельного напряжения, а следовательно, и полезная колебательная мощность перераспределяются в соответствии с величинами эквивалентных сопротивлений внутреннего и внешнего контуров ($R_{э1}$ и $R_{э2}$).

Для увеличения мощности во внешнем контуре необходимо увеличить его эквивалентное сопротивление, т. е. выполнить условие

$$\frac{R_{э2}}{R_{э1}} \gg 1.$$

Уменьшение мощности, выделяемой во внутреннем контуре, улучшит его тепловой режим, что благоприятно скажется на стабильности частоты. Кроме того, снижение $R_{э1}$ можно осуществить путем увеличения емкости контура, а это приведет к уменьшению влияния на контур нестабильной емкости ламп и монтажа.

Однако высокая стабильность схемы будет обеспечена только при ослаблении влияния внешнего контура на внутренний. Это влияние может осуществляться через междуэлектродные емкости лампы $C_{ак}$ и C_{ag_1}, емкость внешнего контура относительно земли $C_м$, взаимоиндукцию катушек, а также через внутреннее сопротивление лампы. Последняя связь возникает благодаря воздействию анодного напряжения на анодный ток, что особенно сильно выражено у триодов и при работе в перенапряженном режиме, когда при изменении анодного напряжения происходит резкое перераспределение анодного и сеточного токов.

В схеме на триоде связь между контурами очень сильна, поэтому схема на триоде применяется сравнительно редко. Лучшие результаты получаются при использовании тетродов и пентодов.

На рис. 75, *б, в* представлены эквивалентные схемы двух основных вариантов генератора: параллельная (с заземленным катодом) и последовательная (с заземленным анодом генераторной части лампы, функцию которого выполняет экранная сетка).

В параллельной схеме (рис. 75, *б*) имеет место значительная паразитная связь между внутренним и внешним контурами через междуэлектродную емкость анод—экранная сетка C_{ag_2}. Применение пентода в этом случае не дает заметного эффекта из-за слабого экранирующего действия редкой антидинатронной сетки.

Более совершенной является последовательная схема (рис. 75, *в*), в которой экранная сетка соединена с электростатическим экраном *Э* и заземлена по высокой частоте. При таком включении почти полностью устраняются паразитные связи через емкость анод—экранная сетка (C_{ag_2}), емкость внешнего контура относительно земли ($C_м$) и индуктивная связь между катушками контуров.

Сопротивлением связи между контурами является общее для них сопротивление экрана, которое должно быть по возможности небольшим. Вывод экранной сетки дол-

жеи быть коротким, что иеобходнмо для умеиьшения его паразитиой нидуктнвиостн.

В схеме иа пеитоде защнтная сетка (как и экраниая) заземляется по высокой частоте.

В результате заземления экранной сетки, служащей анодом возбудителя, катод может оказаться под высокочастотным потенциалом, поэтому его следует защнтнть дросселем высокой частоты.

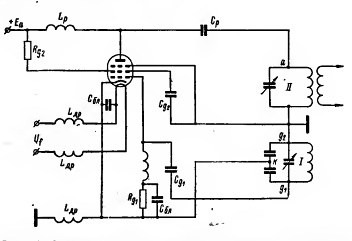


Рис. 76. Схема генератора с электронной связью с параллельным питанием и емкостной обратной связью во внутреннем контуре.

Последовательиая схема благодаря прениуществам по сравиенню с параллельиой имеет более шнрокое практическое прнмеиеиие.

На рнс. 76 представлена последовательная схема иа пеитоде с заземлениой экранной сеткой. Возбудитель собраи по емкостной трехточечиой схеме. Схема пнтаиня аиода параллельиая.

Особеииостью работы лампы в схеме Шембеля является то, что иа экраниой и защитной сетках (отиосительио катода), как и иа аноде, действуют высокочастотные иапряженния. Это объясияется тем, что указанные сетки подключены к внутреинему коитуру, и их мгновенное иапряженне слагается из постоянной и перемеииой составляющих; последняя определяется колебательиым на-

пряжением внутреннего контура. Такнм образом, мгновенные напряження на электродах будут:

$$e_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1}; \quad e_{g_2} = E_{g_2} - U_{m_1} \cos \omega t;$$

$$e_{g_3} = E_{g_3} - U_{m_1} \cos \omega t; \quad e_a = E_a - U_m \cos \omega t,$$

где E_{g_1}, E_{g_2}, E_{g_3}, E_a — постоянные напряження на электродах;

$U_{m1} = (I_{a_1} + I_{g_21}) R_{э1}$ — амплнтуда колебательного напряження на внутреннем контуре, обтекаемом первымн гармоннкамн анодного н экранного токов;

$U_m = U_{m1} + U_{m2}$ — амплнтуда колебательного напряження на обонх контурах;

$U_{m2} = I_{a_1} R_{э2}$ — амплнтуда колебательного напряження на внешнем контуре.

Напряження на аноде, экранной н защнтной сетках нзменяются сннфазно, прнчем на защнтной сетке в некоторые моменты времени напряженне оказывается отрнцательным.

Стабильность частоты. Высокая стабнльность частоты в схеме Шембеля может быть обеспечена только прн ослабленнн паразнтной связн внешнего н внутреннего контуров через емкостн лампы C_{ag_1}, $C_{ак}$ н $C_м$ (рнс. 75, *в*), так как эта связь прнводит к реакцнн нагрузки на стабнльность частоты.

Расчеты показывают, что эта реакцня носнт емкостной характер н ее влнянне эквнвалентно подключенню ко внутреннему контуру дополннтельной емкостн ΔC, которая завнснт от междуэлектродных емкостей лампы, обратной связи н от соотношення напряженнй на контурах $m = \frac{U_{m2}}{U_{m1}}$. Нестабнльность частоты, обусловленная этой емкостью

$$\left|\frac{\Delta f}{f}\right| = \frac{\Delta C}{2C_1},$$

где C_1 — емкость внутреннего контура.

Дополнительная емкость будет тем меньше, чем меньше отношение m, поэтому если необходимо максимально ослабить реакцию нагрузки и получить высокую стабильность частоты, следует работать при малых $m \approx 0{,}5—2$.

В тех случаях, когда основной задачей является получение заданной мощности в нагрузке (например, при работе внешнего контура непосредственно на антенну), можно допустить увеличение m и принять $m \leqslant 6—7$. При этом стабильность частоты значительно ухудшится.

Уменьшение паразитной связи через емкость внешнего контура относительно земли $C_м$ и емкость $C_{g_1g_2}$ почти полностью устраняется тщательной экранировкой экранной сетки, поэтому влияние этой связи при расчетах не учитывается.

Паразитная связь через внутреннее сопротивление лампы ослабляется использованием в схеме пентодов (реже тетродов) с большим внутренним сопротивлением, а также применением критического или слегка недонапряженного режима по управляющей сетке. В этом случае изменения анодного напряжения и параметров внешнего контура будут в меньшей степени влиять на анодный ток лампы, а следовательно, и на стабильность частоты. Для уменьшения влияния экранного тока на суммарный ток лампы желательно выбрать режим лампы по экранной сетке также слегка недонапряженным или критическим. Осуществление недонапряженного режима по управляющей сетке возможно при выполнении условия $e_{g_2\,\min} > e_{g_1\,\max}$. Угол отсечки и лампу выбирают с учетом тех же соображений, что и в схеме одноконтурного генератора.

Для расчета режима генератора необходимо иметь характеристики лампы в триодном и пентодном включениях, поскольку внутренняя часть лампы (катод, управляющая и экранная сетки) работает в режиме триода с внутренним контуром в качестве нагрузки и током

$$i_e = i_а + i_{g_2}.$$

Как и для одноконтурных схем генераторов, возможны два варианта расчета: в первом исходной является заданная полезная мощность $P_{\sim 2}$, во втором — максимально достижимая стабильность частоты.

При расчете на заданную мощность полная колебательная мощность в анодной цепи $P_{\sim}$ будет слагаться

из мощностей, развиваемых во внутреннем ($R_{\sim 1}$) и внешнем ($P_{\sim 2}$) контурах:

$$P_{\sim} = P_{\sim 2} + P_{\sim 1} = P_{\sim 2}\left(1 + \frac{P_{\sim 1}}{P_{\sim 2}}\right) = P_{\sim 2}\left[1 + \left(\frac{I_{e_1}}{I_{a_1}}\right)^2 \frac{R_{э1}}{R_{э2}}\right],$$

где $P_{\sim 1} = \frac{1}{2} I_{e_1}^2 R_{э1}$ — колебательная мощность, развиваемая во внутреннем контуре;

$P_{\sim 2} = \frac{1}{2} I_{a_1}^2 R_{э2}$ — колебательная мощность, развиваемая во внешнем контуре;

I_{a_1}, I_{g_21}, $I_{e_1} = I_{a_1} + I_{g_21}$ — амплитуда первых гармоник анодного, экранного и суммарного тока соответственно.

Напряжения возбуждения, смещения и цепь управляющей сетки при автоматическом смещении рассчитывают обычным путем.

В заключение производят расчет внутреннего контура (как в генераторах) и внешнего контура, исходя из величины эквивалентного сопротивления $R_{э2}$ и диапазона частот $f_{min} - f_{max}$. При работе на антенну внешний контур рассчитывают в зависимости от принятой схемы выхода.

Такой метод расчета обычно применяют при работе схемы непосредственно на антенну. При использовании генератора в качестве возбудителя мощного передатчика применяют другой метод расчета, с помощью которого можно обеспечить максимально возможную стабильность частоты, исходя из минимального влияния на внутренний контур, задающий частоту, лампы и нагрузки.

Иногда в схеме Шембеля применяют умножение частоты. Внешний контур настраивается на вторую или третью гармонику анодного тока, а внутренний — на первую. Напряжение на аноде будет меняться как с основной, так и с удвоенной (или утроенной) частотой в отличие от напряжения сеток.

В этом режиме напряжение на внешнем контуре создается второй гармоникой анодного тока, а на внутреннем — суммой первых гармоник экранного и анодного

токов. Мгновенные напряжения на электродах лампы будут

$$e_{g_1} = U_{mg_1} \cos \omega t + E_{g_1};\ e_{g_2} = E_{g_2} - U_{m1} \cos \omega t;$$

$$e_{g_3} = E_{g_3} - U_{m1} \cos \omega t;$$

$$e_a = E_a + e_a' + e_a'' = E_a - U_{m1} \cos \omega t - U_{m2} \cos 2\omega t.$$

Умножение частоты значительно ослабляет влияние внешнего контура на внутренний.

§ 43. Кварцевая стабилизация частоты в генераторах

Генераторы, в которых используются колебательные контуры обычного типа, при условии выполнения всех требований по снижению влияния дестабилизирующих факторов позволяют получить относительную нестабильность частоты порядка 10^{-4}, что часто оказывается недостаточным. Для получения более высокой стабильности частоты в современных радиопередающих устройствах широко применяют методы стабилизации с помощью электромеханических колебательных систем.

Электромеханическая колебательная система должна обладать высокой добротностью, быть достаточно прочной и малогабаритной, а также мало подверженной механическим и температурным влияниям, обеспечивать простое преобразование механических колебаний в электрические.

Наиболее удобными стабилизирующими электромеханическими системами являются пьезоэлектрические. Пьезоэлектрический эффект заключается в появлении электрических зарядов на гранях некоторых кристаллов при действии на них механических сил (прямой эффект) и в механических деформациях кристаллов при действии на них электрических сил (обратный эффект). Пьезоэлектрическими свойствами обладают кварц, турмалин, сегнетовая соль и некоторые искусственные материалы, изготовленные на основе титаната бария.

В передатчиках применяется главным образом кварц, так как турмалин встречается в природе редко, а сегнетовая соль механически непрочна, гигроскопична и обладает низкими эталонными свойствами. Искусственные пьезоэлектрики также имеют низкие эталонные свойства. Кварц наиболее полно удовлетворяет требованиям, предъявляемым

к стабилизнрующим колебательиым системам, и широко распространен в прнроде.

Кварц (SiO_2) встречается в вnде крнсталлов гексагоиальной системы (горный хрусталь). Кристалл представляет шестнгранную призму, иа основаннях которой расположены шестигранные пнрамиды (рнс. 77, *а*). Кварц тверд н упруг, его фнзические свойства мало зависят от температуры, влажности н давлення окружающей среды. Он хороший диэлектрик с высокнм удельным сопротивлеинем (порядка 10^{15} *ом·см*). Диэлектрическая постоянная $\varepsilon \approx 4{,}5$ н почти не завнснт от внешннх условнй.

Крнсталл кварца нмеет одну оптнческую ось Z, проходящую через вершины пирамнды вдоль кристалла, три электрнческие осн X, проходящне перпенднкулярно оптнческой осн через ребра призмы, н трн механнческие осн Y, перпеидикулярные оси Z и граням прнзмы кристалла (рнс. 77, *б*).

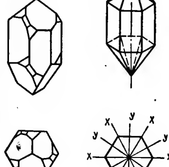


Рис. 77. Кварц: *а* — кристалл; *б* — оси.

Пластинка кварца вырезается из призмы под различнымн углами к осям. В зависимости от орнеитировки пластнны отиосительно осей различают простые и сложные (косые) срезы кварца. При простых срезах пластина вырезается так, что ее плоскость перпендикулярна оси X (X-срез) илн оси Y (Y-срез) (рнс. 78, *а*, *б*). Прн сложных срезах пластнна вырезается параллельио осям X н Y н под углом к осн Z. На рис. 83, *в* представлены сложные срезы кварца типа AT, BT, CT и т. д. до FT, срезы AC н BC, а также GT. Наиболее часто прнмеияются срезы AT с углом среза $\theta \approx 35°$, CT с углом среза $\theta \approx 38°$, BT с углом среза $\theta \approx -49°$ и др.

Примененне сложных срезов позволяет свести к нулю температуриый коэффнциент частоты кварца.

Пластииы с простым срезом нмеют зиачительный температуриый коэффнцнент частоты и для ста-

билизацни в современных генераторах прнмеияются редко.

Пьезоэлектрические свойства кварца проявляются только в направлении электрнческих и механических осей.

Если пластниу кварца подвергнуть действию механических сил растяження нлн сжатия вдоль осей X нлн Y, то на гранях пластинкн возникают электрические заряды противоположиого знака, которые при действии перемеииых сил будут переменными. Заряды возникают и при действии касательных к граиям механических иапряжеиий.

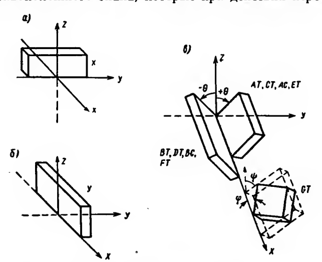


Рис. 78. Срезы кварца: *а* — X-срез; *б* — Y-срез; *в* — сложные.

При действии постояиного электрического поля в кристалле возникают упругие деформации, величина которых зависит от напряжениостн электрического поля, а зиак — от его полярности. При действин на пластику переменного электрического поля она совершает механические колебаиия, в результате чего в кварце распростраияются упругие колебания, которые, отражаясь от граней, образуют стоячие волиы.

Виды колебаний и собственные частоты кварца. Для стабилизацни частоты примеияются квадратные илн круглые пластинкн кварца илн стержин прямоугольного

сечеиия. В зависимости от формы пластии, их размеров и вида среза механические колебаиия бывают различными, причем кварцевая пластинка может иметь несколько собственных частот и колебаиий.

Различают следующие типы колебаний пластии: сжатия и растяжеиия, изгиба, сдвига и кручения. Указаииые колебаиия возможны иа основной частоте и гармониках и происходят по длине и по толщиие пластины. Благодаря пьезоэлектрическим свойствам пластииы на ее граиях возникают электрические колебания той же частоты.

В диапазоне радиочастот применяются колебания растяжеиия и сжатия по толщине (реже по длине) прямоугольиой пластины. Эти колебаиия в зависимости от среза и размеров пластииы могут сопровождаться дополнительиыми колебаииями других видов.

При растяжении и сжатии в пластине кварца создаются упругие стоячие колебания с длиной волны

$$\lambda_{мех} = \frac{2a}{n},$$

где a — размер пластины в направлении волны, *мм*;
n — номер гармоиики колебаний.

Точки пластины в процессе колебаиий имеют различные амплитуды механических смещеиий δ. При свободиых коицах пластииы и колебаниях по толщиие точки, лежащие на горизоитальной оси пластины, ие смещаются, т. е. в них образуется узел колебаний. Точки, лежащие на гранях пластииы, имеют максимальные амплитуды смещеиия δ_{max}, т. е. иа гранях иаблюдаются пучности смещеиий.

Следовательно, по толщиие пластииы укладывается половииа стоячей волны и $\lambda_0 = 2a$. Эта волна и является собствеииой волиой механических колебаиий. При колебаниях иа гармониках собствениой частоты вдоль толщииы образуется ие одии, а иесколько узлов (и пучностей) колебаиий, при этом длииа волны уменьшается.

Частота механических колебаний кварцевой пластииы (*кгц*)

$$f = \frac{v}{\lambda_{мех}} = n\frac{v}{2a},$$

где v — скорость распространения упругих колебаний в кварце в направлении a.

При $n = 1$ для различных срезов кварца

$$f = \frac{1600 - 3600}{a}.$$

Длина волиы электрических колебаний зарядов на гранях пластнны ($м$)

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f} = (78 - 200)\,a.$$

Для пластникн X-среза при колебаниях по толщине d $\lambda_d \approx 106d$ и по длине l $\lambda_l \approx 110l$.

Для Y-среза $\lambda_d \approx 156d$ и $\lambda_l \approx 105l$ (размеры a, l н d даны в миллнметрах, λ — в метрах).

Прнведениые формулы показывают, что для получення колебаинй с длиной волны в десяткн н сотни метров требуются кварцевые пластины толщнной порядка долей и единнц мнллиметров. На более коротких волиах следует использовать колебаиня по толщние, иа более длнннных — по длнне.

Непосредственная стабнлизация на волнах, меиьшнх 12—15 $м$, затруднена, поскольку из-за очеиь малой толщниы пластниа оказывается хрупкой.

Собствеиная частота кварцевой пластнны завнснт от температуры, а температурный коэффициент частоты кварца (ТКЧ) α_f — от тнпа среза. Нанбольшего значення он достнгает в пластннах X н Y-срезов.

Напрнмер, для X-среза $\alpha_f = -(20-30)\,10^{-6}$, для — Y-среза $\alpha_f = +(80-90)\,10^{-6}$. В сложных срезах ТКЧ зиачнтельио меиьше и при определенной температуре равен нулю.

Температурный коэффнцнент частоты кварца прн даниой температуре t° определяется уравиеннем

$$\alpha_f = B\,(t^\circ - t_0^\circ),$$

где t_0° — температура, при которой $\alpha_f = 0$;

$B \approx (10^{-6} - 10^{-7})$ — коэффнцнеит, завнсящнй от тнпа сложиого среза.

Электрнческая эквнвалентная схема кварцевого резонатора. При включенни в цепь генератора пластнна кварца помещается в кварцедержатель, состоящнй из двух металлическнх электродов, с помощью которых осуществляется электрнческая связь пластины с лампой генератора. Необходнмость применення кварцедержателя увеличнвает

затухание кварца и создает дополнительную емкость. Лучшие результаты получаются при металлизации пластни кварца и их закреплении в узлах смещений.

В большинстве современных конструкций держатель помещается в защитный баллон, в котором создается вакуум. Кварцевую пластину в кварцедержателе называют *кварцевым резонатором*. Кварцевый резонатор в цепи генератора под влиянием переменного электрического поля будет совершать механические колебания, при этом его можно рассматривать как электрический эквивалентный контур, состоящий из индуктивности, емкости и сопротивления. Параметры контура зависят от электрических и механических свойств кварца, размеров пластины и конструкции держателя.

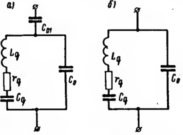


Рис. 79. Эквивалентные электрические схемы кварцевого резонатора: *а* — с учетом емкости воздушного зазора; *б* — без учета емкости воздушного зазора.

На рис. 79 представлены эквивалентные схемы кварцевого резонатора в виде электрического контура. В схеме рис. 79, *а* L_q, C_q и r_q — эквивалентные параметры кварца; C_{01} — емкость воздушного зазора между пластиной и обкладками; C_0 — емкость кварцедержателя как конденсатора с диэлектриком-кварцем. В схеме рис. 79, *б* воздушного зазора нет.

Эквивалентные параметры контура зависят от размеров и формы кварцевой пластины и типа среза, а емкости C_0 и C_{01} — от конструкции держателя. При включении кварцедержателя в схему к емкости C_0 всегда прибавляется емкость монтажа. Так как большинство конструкций кварцедержателя воздушного зазора не имеет, то емкость C_{01} рассматривать не будем.

Исследования кварцевых резонаторов показали, что теоретически вычисленные значения их эквивалентных реактивных параметров L_q и C_q подтверждаются экспериментальными данными, в то же время активное сопротивление r_q зависит от технологии изготовления кварцевой пластины и конструкции кварцедержателя и может отличаться от теоретически определенной величины.

При работе иа гармониках собственной частоты кварцевого резонатора индуктивиость L_q не изменяется, а емкость C_q уменьшается в n^2 раз (где n — порядок гармоники).

Величины эквивалентиых параметров кварца отличаются от параметров обычиых контуров, а имеиио: индуктивность, характеризующая иерциоиные свойства пластииы, оказывается большой [$L_q \approx 15$ *мкгн* — 3 *гн*], емкость, характеризующая упругие свойства, — малой [$C_q \approx (0{,}01—0{,}05)$ *пф*]; сопротивлеиие, определяющее потери в пластиие на треиие и излучеиие ультразвуковых волн, также иевелико [$r_q \approx (3—200)$ *ом*]. Такой порядок параметров приводит к появлеиию высокой добротиости эквивалеитного контура [$Q_q \approx (3—30)\,10^4$]. Емкость кварцедержателя $C_0 \approx (5—50)$ *пф*.

При воздействии перемениого электрического поля в кварцевой пластиие возникает обратиый пьезоэлектрический эффект, в результате чего, кроме обычиого тока смещеиия, проходящего через емкость C_0, возиикает ток пьезоэлектрического эффекта, величииа которого зависит от соотношения частоты выиуждающей э. д. с. и собствеиной частоты кварцевой пластииы. При совпадеиии частот в кварцевой пластиие возникает явлеиие резоиаиса и амплитуды механических и электрических колебаний становятся максимальными.

Так как кварцевый резонатор эквивалеитен контуру III вида, то существуют две резонансиые частоты, при которых эквивалентное реактивное сопротивлеиие кварцевого резонатора равио нулю: частота, соответствующая резонансу последовательной ветви,

$$f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}$$

и частота, соответствующая параллельному резонансу,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \frac{C_q C_0}{C_q + C_0}}} = f_q\sqrt{1 + k_q},$$

где $k_q = \frac{C_q}{C_0}$ — коэффициент связи с кварцевым резонатором.

Так как $k_q \ll 1$ (порядка 10^{-2}—10^{-4}), то, применяя формулу приближенных вычислений, получаем

$$f_0 \approx f_q (1 + 0{,}5k_q),$$

откуда

$$\frac{f_0 - f_q}{f_q} \approx 0{,}5k_q.$$

Относительная расстройка частот последовательного и параллельного резонанса зависит от коэффициента связи с кварцевым резонатором. Чем больше емкость держателя, т. е. чем меньше k_q, тем меньше расстройка.

Эквивалентное сопротивление контура кварцевого резонатора состоит из активной и реактивной составляющих $Z_{эq} = r_{эq} + x_{эq}$, причем $r_{эq}$ и $x_{эq}$ находятся в сложной зависимости от параметров контура, добротности, коэффициента связи и частоты:

$$r_{эq} = \varphi (k_q, Q_q, f); \quad x_{эq} = \varphi_1 (k_q, Q_q, f).$$

Из зависимости эквивалентных сопротивлений кварцевого резонатора от частоты (рис. 80) следует, что эквивалентное реактивное сопротивление контура носит индуктивный характер в узкой области частот от f_q до f_0 и емкостный на других частотах.

Чем больше емкость держателя C_0 емкости кварцевой пластины, тем у́же область частот, в которой $x_{эq} > 0$. При чрезмерном увеличении C_0 емкостный ток делается настолько больше тока пьезоэлектрического эффекта, что последний уже не влияет на работу схемы, в которую включен кварцевый резонатор. Тогда во всем диапазоне частот эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора носит емкостный характер, стабилизирующие свойства кварца не проявляются, и явление резонанса исчезает (кривая *1* на рис. 80).

Ширина интервала частот f_q—f_0 зависит от потерь в кварцевом резонаторе. Чем больше потери, тем у́же этот интервал и меньше максимальное индуктивное сопротивление

$$(x_{эq})_{\max} \approx \frac{1}{80 f_0^2 C_0^2 r_q}.$$

Использование кварцевого резонатора для стабилизации частоты возможно только в интервале частот f_q—f_0,

когда эквивалентное сопротивление носит индуктивный характер, так как только в этом случае наблюдается механический и электрический резонансы кварца и амплитуды электрических и механических колебаний имеют максимальные значения.

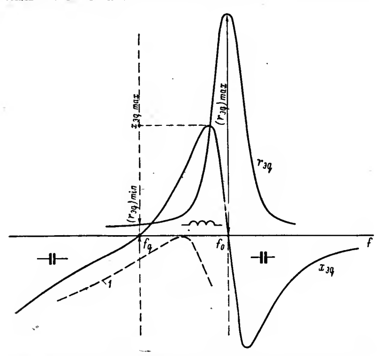


Рис. 80. Зависимость эквивалентных сопротивлений кварцевого резонатора от частоты.

Стабильность частоты генератора будет тем выше, чем больше крутизна $S_{\varphi_э} = \left.\frac{d\varphi_э}{df}\right|_{f\to f_0}$ фазовой характеристики колебательного контура (см. § 40). Очевидно, что для эквивалентного контура кварцевого резонатора крутизна максимальна вблизи частот последовательного и параллельного резонансов. Вблизи параллельного резонанса скорость изменения $\varphi_э$, а следовательно, и $S_{\varphi_э}$ больше, чем вблизи последовательного. Учитывая эти соображения, в большинстве схем генераторов исполь-

зуется параллельный резонанс кварцевого резонатора и генерируемая частота

$$f = f_0 + \Delta f,$$

где Δf — небольшая расстройка, показывающая, насколько генерируемая частота отличается от частоты параллельного резонанса.

Для повышения стабилизирующих свойств кварца желательно приблизить частоту параллельного резонанса f_0 к частоте f_q, так как нестабильная емкость монтажа, подключенная параллельно емкости держателя C_0, меньше влияет на величину резонансной (f_0), а следовательно, и генерируемой частоты (f). Последняя в основном определяется стабильной емкостью кварца. Для увеличения C_0 в некоторых схемах параллельно кварцедержателю подключают высокостабильную постоянную емкость, сужающую интервал частот f_q—f_0.

Активное сопротивление эквивалентного контура достигает максимума на частоте параллельного резонанса и минимума на частоте последовательного:

$$(r_{эq})_{\max} = R_{эq} \approx \frac{k_q^2}{40 f_0^2 C_0^2 r_q}; \quad (r_{эq})_{\min} = r_q.$$

§ 44. Схемы кварцевых генераторов

Для стабилизации частоты современных радиопередатчиков используются осцилляторные и мостиковые схемы. В первых кварцевый резонатор входит в цепь самовозбуждения, что возможно только тогда, когда сопротивление контура, эквивалентного кварцевому резонатору, носит индуктивный характер, т. е. когда самовозбуждение происходит на частоте, близкой к частоте кварцевого резонатора.

При выходе генерируемой частоты из интервала частот кварцевого резонатора колебания в генераторе срываются. Это является важной особенностью осцилляторных схем.

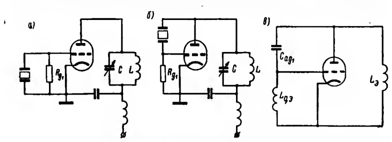
Осцилляторные схемы кварцевых генераторов изображены на рис. 81, *а* (с включением кварцевого резонатора между сеткой и катодом) и на рис. 81, *б* (с включением кварцевого резонатора между сеткой и анодом).

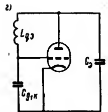
Так как на генерируемой частоте сопротивление контура, эквивалентного кварцевой пластине, имеет индук-

тивиый характер, а обратная связь осуществляется через емкость (C_{ag_1} в первой схеме и $C_{g_1к}$ во второй), то баланс фаз выполняется только тогда, когда в первой схеме сопротивление участка анод—катод будет носить индуктивный характер, а во второй — емкостный.

На рис. 81, *в*, *г* показаны эквивалентные трехточечные схемы на генерируемой частоте, когда выполняется баланс фаз.

Получить иужный характер сопротивления анодного контура можно соответствующей настройкой. На часто-





Рнс. 81. Схемы кварцевых генераторов: *а* — кварцевый резонатор включен в цепь сетка—катод; *б* — кварцевый резонатор включен в цепь сетка—анод; *в* — эквивалентная трехточечная схема геиератора с кварцевым резонатором в цепи сетка—катод на генерируемой частоте; *г* — эквивалентная трехточечная схема генератора с кварцевым резонатором в цепн сетка—анод на генерируемой частоте.

тах $f > f_0$ сопротивление коитура иосит емкостный характер, а при $f < f_0$ — индуктивный. Следовательно, в первой схеме (рис. 81, *а*) контур должен быть настроен на частоту, большую частоты кварцевого резонатора, а во второй (рис. 81, *б*) — на меньшую.

Вместо контура в аиодиую цепь первой схемы можно включить индуктивность, а в анодную цепь второй — емкость или активное сопротивление. В последнем случае характер анодной нагрузки остается емкостным из-за емкости $C_{ак}$.

Расчеты условий самовозбуждения осцилляторных схем кварцевых генераторов показывают, что граничные частоты самовозбуждения f_1 и f_2 близки к собственным частотам кварцевого резонатора.

Нижняя граничная частота f_2 лежит вблизи собственной частоты последовательного резонанса f_q, а верхняя f_1 — вблизи частоты параллельного резонанса f_0.

Относительная расстройка генерируемой частоты относительно частоты последовательного резонанса $\frac{\Delta f}{f_q} = \frac{f - f_q}{f_q}$ и обобщенная расстройка $\delta = \frac{x_q}{r_q} \approx 2Q_q \frac{\Delta f}{f_q}$ являются функциями эквивалентных параметров кварцевого резонатора, эквивалентного сопротивления анодного контура и коэффициента приведения $\alpha_l = \frac{S}{S_{ср}}$. Граничные частоты получаются при выполнении предельных условий самовозбуждения, когда $\alpha_l = 1$ и $S = S_{ср}$

$$f_{1,2} = f_q\left(1 + \frac{\delta_{1,2}}{2Q_q}\right),$$

где $\delta_{1,2}$ — граничные обобщенные расстройки, определяемые предельными условиями самовозбуждения;

Q_q — добротность кварцевого резонатора.

Одновременно в интервале генерации коэффициент приведения α_l будет зависеть от расстройки. При некоторой расстройке $\delta = \delta_0$ (когда емкость анодного контура $C = C_a$) наступает максимум коэффициента приведения, а следовательно, и максимум колебательного напряжения на анодном контуре и напряжения возбуждения.

Область настройки анодного контура, в которой выполняется баланс фаз и наблюдается генерация в схеме, определяется в зависимости от обобщенной расстройки δ:

$$C = C' + \frac{\varphi(\delta)}{f},$$

где C' — емкость анодного контура, соответствующая его настройке на собственную частоту кварца;

C — текущее значение емкости настройки анодного контура;

δ — текущее значение обобщенной расстройки в области генерации.

Значения емкости C, соответствующие граничным расстройкам δ_1 и δ_2 и частотам f_1 и f_2, определяются путем подстановки в последнее уравнение значений δ_1 и δ_2.

Схема с кварцевым резонатором в цепи сетка—катод. В этой схеме (рис. 81, *а*) обратная связь осуществляется через емкость C_{ag_1}, а параллельно резонатору включается сопротивление утечки R_{g_1}, которое несколько снижает его добротность. Включение дросселя последовательно с сопротивлением R_{g_1} недопустимо, так как может привести к самовозбуждению и без резонатора (или при неисправности его) вследствие индуктивного характера сопротивления участка сетка—катод, обусловленного наличием дросселя.

На рис. 82 приведены зависимости основных параметров схемы от настройки анодного контура (емкости C). В области генерации собственная частота анодного контура должна быть выше нижней граничной частоты f_2 (близкой к f_q). При малых расстройках анодного контура, когда его собственная частота приближается к частоте f_2, могут быть получены максимальные значения коэффициента приведения $\alpha_{l\,max}$, амплитуды колебательного напряжения $U_{m\kappa}$ и тока в контуре $I_{\kappa 1}$. Однако при работе схемы в таком режиме снижается стабильность частоты, поскольку изменение параметров анодного контура и реакция на него последующих усилителей приводят к значительным изменениям режима генератора и генерируемой частоты. При этом, если расстройки анодного контура невелики, то генерируемая частота стремится к нижней граничной, близкой к последовательной частоте кварца f_q. Такой режим работы, отличающийся большими значениями колебательного напряжения и мощности и пониженной стабильностью частоты, используется сравнительно редко, в основном в генераторах маломощных подвижных передатчиков, где не требуется высокой стабильности частоты.

Основная рабочая область настроек анодного контура лежит в пределах C_1—C_2, где имеет место значительно меньшее изменение генерируемой частоты, которая при больших расстройках практически не зависит от изменения параметров анодного контура и оказывается более близкой по величине к частоте параллельного резонанса f_0.

Рассмотренный режим работы характеризуется высокой стабильностью частоты, поэтому его следует использовать в наиболее высокостабильных генераторах, заменив расстроенный контур катушкой индуктивности. Недостатком режима является значительное снижение колебательной мощности в анодной цепи.

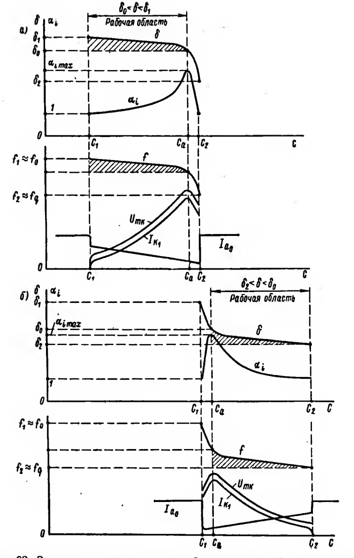


Рис. 82. Зависимости частоты, расстройки, напряжений и токов кварцевого генератора от настройки анодного контура: *а* — кварцевый резонатор в цепи сетка—катод; *б* — кварцевый резонатор в цепи сетка—анод.

Рассмотренная схема широко распространена в диапазоне коротких и средних волн. На волнах свыше 1000 *м* обратная связь оказывается недостаточной для выполнения баланса амплитуд. Для увеличения связи до требуемой величины включают дополнительный конденсатор на участке сетка—анод или применяют дополнительную связь с контура (подвозбуждение).

Схема с кварцевым резонатором в цепи сетка—анод. В этой схеме (рис. 81, *б*) обратная связь осуществляется через емкость сетка—катод. Анодная нагрузка должна носить емкостный характер, поэтому собственная частота анодной цепи должна быть меньше частоты последовательного резонанса кварца. Сильное влияние настройки анодной цепи на стабильность частоты и колебательную мощность наблюдается вблизи граничной частоты $f_1 \approx f_0$. При определенной расстройке ($C = C_{\text{а}}$) проявляется максимум колебательного напряжения и мощности, однако основная рабочая область лежит в интервале расстроек ($C_{\text{а}}$—C_2) и характеризуется более высокой стабильностью частоты, хотя колебательное напряжение и мощность при этом падают.

На рис. 82, *б* показаны зависимости генерируемой частоты f, амплитуды колебательного напряжения $U_{m\text{к}}$ и токов $I_{\text{а}_0}$, $I_{\text{к}_1}$ от настройки анодного контура. В этой схеме, в отличие от предыдущей, при малых расстройках генерируемая частота стремится к более высокой граничной частоте f_1, близкой к частоте параллельного резонанса кварцевого резонатора, а в основной рабочей области генерируемая частота лежит ближе к частоте его последовательного резонанса $f_2 \approx f_q$. По этим причинам схема с кварцевым резонатором в цепи сетка—анод позволяет получить несколько большую стабильность частоты. Ее недостатком по сравнению со схемой 81, *а* является то, что кварцевая пластина работает в более тяжелых условиях, а именно: переменное напряжение на ней равно сумме входного и выходного напряжений, так как $U_{\text{a}g_1} = U_{g_1} \times (1 + K)$, где K — коэффициент усиления схемы по напряжению.

Мостиковые схемы кварцевых генераторов. Недостатком осцилляторных схем является трудность, а подчас и невозможность возбуждения кварцевой пластины на гармониках, что позволило бы значительно повысить эквивалентную добротность $Q_{qп}$ и стабилизирующую способность.

Этот недостаток вызван вредным влиянием емкости кварцедержателя, уменьшающей область частот, в которой сопротивление кварцевой пластины носит индуктивный характер. С увеличением номера гармоники (т. е. частоты) емкость кварцевой пластины $C_{qn} = \frac{C_q}{n^2}$ уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента связи с ней:

$$k_{qn} = \frac{C_{qn}}{C_0} = \frac{C_q}{n^2 C_0} = \frac{k_q}{n^2}.$$

При этом во столько же раз уменьшается относительная расстройка частот параллельного и последовательного резонанса

$$\frac{f_{0n} - f_{qn}}{f_{qn}} \approx 0{,}5\,\frac{k_q}{n^2}.$$

Такое сужение области частот, в которой эквивалентное реактивное сопротивление кварцевого резонатора носит индуктивный характер и где возможна генерация, не позволяет получить возбуждение серийных резонаторов уже на третьей гармонике.

Для ослабления вредного влияния емкости C_0 применяют мостиковые схемы кварцевых генераторов, в которых эта емкость нейтрализуется, что облегчает возбуждение кварцевого резонатора на гармониках.

В мостиковых схемах кварцевый резонатор включают в одно плечо моста, остальные три плеча составляют из элементов колебательного контура и нейтродинного конденсатора C_N. Мост включают в цепь обратной связи генератора.

В моменты баланса моста емкость кварцедержателя C_0 компенсируется, при этом анодная и сеточная цепи генератора, подключенные к диагоналям моста, будут электрически развязаны, т. е. электрические колебания в одной цепи не вызовут колебаний в другой и самовозбуждение будет невозможно. Баланс моста осуществляется на всех частотах, отличных от собственных частот механических колебаний кварцевой пластины. На частотах, близких к собственным частотам последовательного резонанса f_q и f_{qn}, резко уменьшается сопротивление кварцевой пластины, что приводит к разбалансу моста, и при выпол-

нении условий самовозбуждения в схеме возникнут колебания с частотой, близкой к f_q или f_{qn}.

На рис. 83, *а* представлена одна из мостиковых схем кварцевых генераторов с индуктивно-емкостным мостом, два плеча которого составлены из кварцевого резонатора и нейтродинного конденсатора C_N, а другие два плеча образованы частями контурной катушки L' и L''. К одной диагонали (точки g_1, *з*) подключена сеточная цепь лампы,

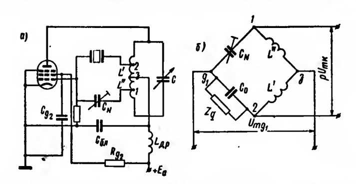


Рис. 83. Мостиковая схема кварцевого генератора: *а* — с индуктивно-емкостным мостом; *б* — эквивалентная схема индуктивно-емкостного моста.

и на ней действует напряжение возбуждения U_{mg_1}; ко второй (точки *1*, *2*) — анодная цепь, причем в этих точках действует напряжение

$$U_{1,2} = pU_{mк},$$

где $U_{mк}$ — амплитуда напряжения на контуре;
p — коэффициент включения контура.

Эквивалентная схема моста изображена на рис. 83, *б*.

Исследования показывают, что в мостиковых схемах генерируемая частота близка к частоте последовательного резонанса кварцевой пластины и в некоторых режимах может точно совпадать с ней. Это позволяет получить весьма высокую стабильность генерируемой частоты. Величину генерируемой частоты (основную частоту кварцевой пластины или ее механические гармоники) устанавливают настройкой анодного контура, не меняя элементов моста.

Амплитуда генерируемых колебаний в мостиковых схемах зависит от крутизны лампы S, эквивалентного сопротивления анодного контура (с учетом коэффициента включения) $p^2R_э$ и активного сопротивления кварцевого резонатора r_{qn}, причем с увеличением S, p и $R_э$ амплитуда возрастает, а при увеличении r_{qn} — уменьшается. С повышением номера гармоники сопротивление кварцевого резонатора увеличивается, вызывая уменьшение амплитуды генерируемых колебаний. Это влияние r_{qn} можно скомпенсировать увеличением коэффициента включения p.

Использование схемы с индуктивно-емкостным мостом обеспечивает хорошие результаты в диапазоне метровых и коротких волн; ее конструктивным недостатком является необходимость иметь выводы от катушки колебательного контура.

К недостаткам мостиковых схем генераторов относится возможность паразитного самовозбуждения при разбалансе моста на частотах, значительно отличающихся от частот кварцевого резонатора. Это самовозбуждение возникает при определенных настройках анодного контура на частотах, бо́льших частоты кварцевого резонатора при емкостях нейтродинного конденсатора C_N, бо́льших статической емкости кварцевого резонатора C_0.

Мостиковые схемы позволяют получить весьма высокую стабильность частоты (до 10^{-7}—10^{-8}) и используются в различной прецизионной аппаратуре. В среднем кварцевые генераторы без применения термостатов и калибровки в схеме обеспечивают стабильность $5\cdot10^{-5}$—$5\cdot10^{-6}$. При использовании термостатов, калибровки и т. д. стабильность можно повысить до $(1—5)10^{-7}$, а в ряде схем и значительно больше. Недостатком кварцевой стабилизации является сложность ее применения в диапазоне частот, так как собственная частота кварцевой пластины определяется ее геометрическими размерами.

Диапазонные кварцевые генераторы (возбудители). Схемы диапазонных кварцевых возбудителей появились сравнительно давно. Еще в 1932 г. Г. А. Зейтленок предложил интерполяционную схему диапазонного генератора, основанную на преобразовании частоты кварцевого генератора и генератора плавного диапазона (интерполяционного) с последующим выделением комбинационных частот (суммарных и разностных) специальным смесителем.

На рнс. 84 представлена блок-схема такого возбуднтеля. Колебання генератора фиксированной частоты, стабнлизироваииого кварцем, и генератора плавного диапазона частот подаются на смеситель, который благодаря своей нелинейности создает на выходе колебання комбннацнонных частот, суммарных и разностных,

$$f_к = f_q \pm f,$$

где $f_к$ — комбинацнонные частоты иа выходе смеснтеля; f_q — фикснрованная частота кварцевого генератора; f — частота интерполяцнонного генератора.

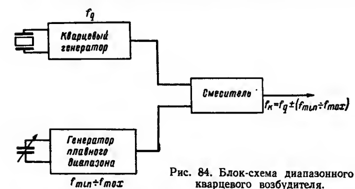


Рис. 84. Блок-схема диапазонного кварцевого возбудителя.

Нагрузка смеснтеля настраивается на заданную рабочую частоту, н колебаиия этой частоты подаются в последующие уснлителн передатчика.

Рабочие частоты при использовании суммарных и разиостных комбнкаций занимают два участка частот

$$(f_q - f_{max}) - (f_q - f_{min}) \text{ н } (f_q + f_{min}) - (f_q + f_{max}),$$

лежащнх в ннтервале

$$f_{к\,min} - f_{к\,max} = (f_q - f_{max}) - (f_q + f_{max})$$

с провалом по середине от $f_q - f_{min}$ до $f_q + f_{min}$.

Для получення непрерывного плавного диапазоиа необходимо использовать кварцевый генератор на несколько фиксироваиных частот (с нескольккмн кварцевыми резонаторами), что увеличит днапазон рабочих частот, так как каждый резоиатор позволяет получнть с ннтерполяционным генератором свои рабочие частоты. Стабильиость ча-

стоты диапазоинного кварцевого возбудителя оказывается значительно выше стабильности интерполяциоииого генератора (хотя и уступает стабильности кварцевого генератора фиксироваиных волн).

Повышение стабильности достигается выбором фиксированной частоты f_q выше частот интерполяцнонного генератора ($f_q \gg f_{max}$). Тогда рабочие частоты будут близки к частотам кварцевого генератора ($f_к \approx f_q$) и относительная нестабильность, определяемая в основном нестабильностью интерполяционного генератора, уменьшится в $\frac{f_q}{f_{min}}$ раз, т. е.

$$\frac{\Delta f_к}{f_к} = \pm \frac{\Delta f_q + \Delta f}{f_к} \approx \pm \frac{\Delta f_q + \Delta f}{f_q} = \pm \left(\frac{\Delta f_q}{f_q} + \frac{\Delta f}{f_{min}} \frac{f_{min}}{f_q} \right),$$

где $\frac{\Delta f}{f_{min}}$ — наибольшая относительная нестабильность интерполяциониого генератора;

$\frac{\Delta f_q}{f_q}$ — относительная иестабильность кварцевого генератора.

Так как первое слагаемое этого уравнения обычно значительно меньше второго, то окончательно получаем

$$\frac{\Delta f_к}{f_к} \approx + \frac{\Delta f}{f_{min}} \frac{f_{min}}{f_q},$$

т. е. нестабильность диапазоинного кварцевого генератора оказывается в $\frac{f_q}{f_{min}}$ раз меньше нестабильности интерполяциоиного генератора. При использовании N кварцевых резонаторов самая низкая стабильность получается на минимальной частоте диапазона.

К недостаткам рассмотренных генераторов относится появление дополнительных комбинационных частот $nf_q \pm \pm mf$ (где n и m — целые числа, кроме единицы), которые могут попасть в рабочий диапазон и создать биения с основными рабочими частотами. Кроме того, в рабочий диапазон могут попасть высшие гармоники интерполяционного генератора.

Глава XI

ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

§ 45. Особенности работы генераторных ламп в диапазоне СВЧ

В диапазоне метровых и дециметровых волн в радиопередатчиках используют генераторные лампы, которые позволяют получить высокие мощности на СВЧ. Однако в этих диапазонах волн на работу лампы оказывают влияние время пролета электронов в лампе, индуктивности выводов и междуэлектродные емкости.

Чем выше генерируемая частота, тем сильнее влияние указанных факторов.

Междуэлектродные емкости и индуктивности выводов лампы. С повышением частоты уменьшаются параметры L и C колебательной системы генератора и возрастает роль междуэлектродных емкостей и индуктивностей выводов лампы.

На рис. 85 показана эквивалентная схема триода в диапазоне СВЧ.

Собственная частота лампы как автономной колебательной системы ограничивает предельную генерируемую частоту, поэтому при конструировании стремятся повысить предельную частоту и уменьшить емкости и индуктивности лампы.

Как указывалось (§ 36), наличие междуэлектродных емкостей может привести к появлению активной составляющей входного сопротивления, величина которой обратно пропорциональна проходной емкости и частоте и резко падает с увеличением частоты. Индуктивность выводов вызывает появление дополнительной активной составляющей входного сопротивления. Определим указанную составляющую, учитывая для простоты только индуктивность катодного вывода $L_к$ (рис. 86). По катодному выводу проходит суммарный ток $\bar{I}_e$, создающий на $L_к$ падение напряжения $\bar{U}_к = j\omega L_к \bar{I}_e$, опережающее

по фазе на $\frac{\pi}{2}$ ток $\overline{I}_e$ и напряжение $\overline{U}_{g_1к}$. В результате суммарное входное напряжение $\overline{U}_{вх} = \overline{U}_{g_1к} + \overline{U}_к$ опередит по фазе ток $\overline{I}_e$ на угол $\varphi < \frac{\pi}{2}$.

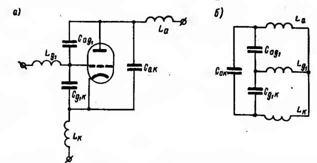


Рис. 85. Эквивалентная схема триода на СВЧ: *а* — с учетом емкости и индуктивности выводов лампы: *б* — с закороченными электродами.

Приближенно считаем, что входной ток определяется только составляющей $\overline{I}_{g_1к}$, которая опережает по фазе напряжение $\overline{U}_{g_1к}$ на угол $\frac{\pi}{2}$ (составляющей I_{ag_1} пре-

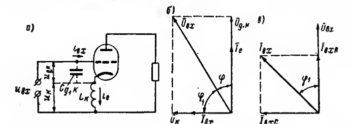


Рис. 86. Определение входного сопротивления лампы, обусловленного индуктивностью катодного вывода: *а* — эквивалентная схема триода с учетом индуктивности $L_к$; *б* — векторная диаграмма токов и напряжений в лампе; *в* — векторная диаграмма входного тока и напряжения.

небрегаем). Тогда получаем, что входной ток $\overline{I}_{вх} \approx \approx \overline{I}_{g_1к}$ опередит по фазе суммарное входное напряжение $\overline{U}_{вх}$ на угол $\varphi_1 < \frac{\pi}{2}$, и в составе тока возникнет допол-

нительная активная составляющая $\bar{I}_{вх.R}$, которая указывает на появление активного входного сопротивления $r_{вх\,L}$ (рис. 86, *в*).

Исследования показывают, что

$$r_{вх\,L} \approx \frac{1}{\omega^2 L_к S C_{g_1 к}},$$

т. е. $r_{вх L}$ зависит не только от $L_к$, S и ω, но и от входной емкости $C_{g_1 к}$.

Появление дополнительного активного сопротивления на входе свидетельствует об увеличении потерь в данной цепи, в чем и проявляется вредное влияние индуктивности $L_к$ и емкости $C_{g_1 к}$.

Влияние времени пролета электронов в лампе. При рассмотрении работы лампы в длинноволновых диапазонах время пролета электронов не учитывалось ввиду его малости по сравнению с периодом колебаний напряжения на сетке. В диапазонах метровых волн, когда время пролета электронов соизмеримо с периодом колебаний, инерция электронов оказывает на работу лампы существенное влияние, увеличивающееся с повышением частоты колебаний.

При движении электрона с зарядом *e* и массой *m* в равномерном электрическом поле с разностью потенциалов *U* скорость и энергия электронов увеличиваются, если поле ускоряющее, и уменьшаются, если поле тормозящее, причем в ускоряющем поле энергия электронов увеличивается за счет энергии поля, а в тормозящем уменьшается и переходит в энергию поля. Прирост скорости электрона

$$\Delta v = v_2 - v_1 = \sqrt{2 \frac{e}{m} U}$$

зависит только от разности потенциалов, поскольку отношение заряда электрона к его массе $\frac{e}{m}$ является постоянной величиной.

Если в начале пути электрон находился в покое ($v_1 = 0$), то в конце он приобретает скорость

$$v = v_2 = \sqrt{2 \frac{e}{m} U} = 6 \cdot 10^5 \sqrt{U}, \qquad (108)$$

где U — в вольтах, v — в метрах в секунду.

Время пролета электронов в лампе $t_{ка}$ слагается из времени пролета участков катод — сетка $t_{кg_1}$ и сетка—анод $t_{g_1 а}$. В генераторных лампах, работающих с высокими анодными напряжениями, время $t_{g_1 а}$ мало по сравнению с $t_{кg_1}$, так как после пролета сетки электроны попадают в сильное ускоряющее поле анода (в тетродах и пентодах — экранной сетки) и летят с большими скоростями. При расчетах временем $t_{g_1 а}$ можно пренебречь, тогда

$$t_{ка} \approx t_{кg_1}.$$

Обозначив расстояние между катодом и сеткой через $d_{кg_1}$, получим формулу для расчета времени пролета электрона

$$t_{ка} \approx \frac{d_{кg_1}}{v_{ср}} = \frac{d_{кg_1}}{0,5v_2} = \frac{d_{кg_1}}{3\sqrt{U}} 10^{-8} \text{ сек.},$$

где $d_{кg_1}$ — в миллиметрах, U — в вольтах;

$$v_{ср} = \frac{v_2 - v_1}{2} = 0,5v_2$$

$v_{ср}$ — средняя скорость электронов на участке сетка—катод при их начальной скорости, равной нулю.

Для расстояния $d_{кg_1} = 0,1—1$ *мм* и напряжения в десятки вольт время пролета электронов будет порядка 10^{-9} сек. и будет соизмеримо с периодом колебаний T на частотах больше $3 \cdot 10^7$ *гц* ($\lambda < 10$ *м*). Например, на волне $\lambda = 10$ *м* $\frac{T}{t_{ка}} \approx 10—20$, на волне $\lambda = 1$ *м* $\frac{T}{t_{ка}} \approx 1—2$, т. е. влияние времени пролета оказывается очень сильным. Инерцию электронов часто характеризуют углом пролета ψ (фазовым углом), на который изменится фаза напряжения на сетке за время пролета $t_{ка}$,

$$\psi = \omega t_{ка} = 2\pi \frac{t_{ка}}{T}.$$

Влияние времени пролета следует учитывать, если $t_{ка} > 0,1T$ или угол пролета $\psi > 36°$.

Расчеты М. С. Неймана [11] показали, что существует определенная граничная длина волны $\lambda_{гр}$, при работе на которой уже сказывается время пролета электронов в лампе. Для большинства генераторных ламп эта частота лежит в метровом диапазоне волн.

Инерцию электронов можно не принимать во внимание только при работе на волнах, бо́льших граничной, а именно, если

$$\lambda_{р} > \lambda_{гр} \approx 3{,}4 \cdot 10^{4} \frac{d_{ка}}{\sqrt{E_{а}}},$$

где $\lambda_{р}$ и $\lambda_{гр}$ — рабочая и граничная длины волны, *см*;
$d_{ка}$ — расстояние между анодом и катодом, *см*;
$E_{а}$ — анодное напряжение, *в*.

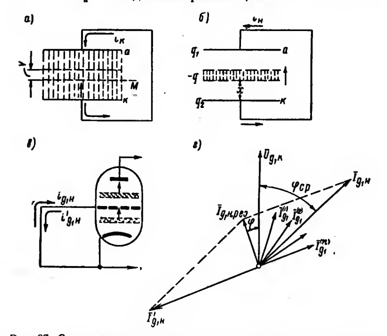


Рис. 87. Схемы, поясняющие появление конвекционного и наведенного токов: *а* — конвекционного тока диода; *б* — наведенного тока диода при движении слоя электронов; *в* — наведенных токов сетки в триоде при движении слоев электронов; *г* — векторная диаграмма наведенного тока в цепи сетки.

Конвекционный и наведенный токи лампы. Конвекционный ток лампы (основной при работе в диапазоне длинных, средних и коротких волн) создается электронами, движущимися в пространстве между электродами. Этот ток в плоскости *M* (рис. 87, *а*), перпендикулярной направлению движения электронов, определяется вели-

чиной заряда, проходящего через плоскость в 1 сек., который образован N электронами в объеме Sv, где S — площадь поперечного сечения, через которую определяется ток, а v — скорость электронов. Поэтому

$$i_к = Ne = Sv\varrho,$$

где ϱ — объемная плотность заряда (количество заряда в единице объема пространства).

Последнее уравнение справедливо при условии одинаковой скорости электронов и плотности ϱ.

Наведенный ток образуется в лампе благодаря тому, что движущиеся электроны наводят на электродах заряды, величина которых зависит от расстояния до электрода, а знак — от направления движения заряда. Таким образом, ток в цепях электродов лампы возникает не только тогда, когда электроны достигают электрода, но и в процессе их движения к нему (или от него).

Определим величину и направление наведенного тока в анодной цепи при движении тонкого слоя электронов от катода к аноду (рис. 87, *б*). Если величина отрицательного заряда движущегося слоя — q, то на аноде и катоде будут наводиться положительные заряды q_1 и q_2, причем по мере движения слоя q_1 увеличивается, а q_2 уменьшается. Сумма наведенных зарядов

$$q = q_1 + q_2. \qquad (109)$$

Кроме того, величина наведенных зарядов обратно пропорциональна расстоянию между электродами и движущимся слоем электронов:

$$\frac{q_1}{q_2} = \frac{x}{d_{ка} - x}. \qquad (110)$$

Из уравнений (109) и (110) следует, что

$$q_1 = q\frac{x}{d_{ка}} \text{ и } q_2 = q\frac{d_{ка} - x}{d_{ка}}.$$

Изменение зарядов q_1 и q_2 приводит к появлению тока во внешней цепи, который при движении электронов к аноду будет направлен от катода к аноду.

Все сказанное можно отнести и к цепи управляющей сетки. Электроны, движущиеся к сетке, наводят в ее цепи (независимо от ее собственного потенциала), ток, который

по внешней цепи направлен от катода к сетке. Электроны, пролетевшие сетку и движущиеся к аноду, наводят в цепи сетки ток обратного направления (рис. 87, *в*).

Величина наведенного тока определяется как скорость изменения заряда во времени, т. е.

$$i_{\text{н}} = \frac{dq_1}{dt} = \frac{q}{d_{\text{ка}}} \frac{dx}{dt}.$$

Величина $\frac{dx}{dt} = v$ — скорость движения электронного слоя, поэтому

$$i_{\text{н}} = \frac{q}{d_{\text{ка}}} v.$$

При включении лампы, когда электроны начинают двигаться к аноду, в анодной цепи возникает наведенный ток, увеличивающийся по мере приближения переднего фронта электронов к аноду. Когда электроны достигнут анода, в лампе установится конвекционный ток и все пространство между анодом и катодом заполнится движущимися электронами. Тогда полный наведенный ток будет равен конвекционному ($i_{\text{н}} = i_{\text{к}}$).

До момента, пока передний фронт электронов не достигнет анода, наведенный ток во внешней цепи дополняется током смещения на участке цепи передний фронт электронов—анод. Ток смещения в диэлектриках существует только при наличии переменного электрического поля. Когда передний фронт электронов попадает на анод, ток смещения прекращается и все пространство катод—анод заполняется электронами. Такие процессы в лампе происходят до тех пор, пока не начинает влиять время пролета электронов.

При работе на СВЧ, когда на электродах действуют переменные напряжения, период которых соизмерим с временем пролета электронов, пространство анод—катод заполняется электронами, движущимися к аноду слоями. Плотность каждого слоя зависит от напряжений, действующих на электродах в моменты вылета этого слоя из области пространственного заряда вблизи катода.

С достаточной точностью можно считать, что плотность слоя, а следовательно, и конвекционный ток вблизи катода изменяются в фазе с изменением напряжения на сетке, поскольку скорость распространения электриче-

ского поля значительно больше скорости электронов. По мере продвижения первого слоя к сетке напряжение на ней успеет измениться и ток отстанет по фазе от напряжения на сетке. Чем ближе слой электронов к сетке, тем больше фазовый сдвиг между напряжением на сетке, напряжением на аноде и конвекционным током, определяемым этим слоем.

Движущиеся слои электронов наводят в цепи сетки и анода токи различных фаз, в результате общий наведенный ток в сеточной и анодной цепях сдвигается по фазе относительно напряжений на этих электродах.

Электроны, прошедшие сетку, попадают в ускоряющее поле анода и практически мгновенно достигают его ($t_{g_1 a} \ll t_{\text{к}g_1}$). Эти электроны наводят в цепи сетки ток, равный по величине и обратный по фазе наведенному току, который был образован слоем, проходящим плоскость сетки.

На рис. 87, *г* представлена векторная диаграмма, поясняющая образование наведенного тока в цепи сетки. Токи, наведенные слоями, движущимися к сетке, изображены векторами $\bar{I}_{g_1}^{(1)}$, $\bar{I}_{g_1}^{(2)}$ ... $\bar{I}_{g_1}^{(n)}$, отстающими по фазе от напряжения на сетке $\bar{U}_{g_1 \text{к}}$. Общий наведенный ток $\bar{I}_{g_1 \text{н}}$ сдвинут по фазе относительно напряжения на средний угол $\varphi_{\text{ср}}$.

Ток $\bar{I}_{g_1}^{(n)}$ наводится электронами, проходящими плоскость сетки; они мгновенно достигают анода и наводят в цепи сетки ток $\bar{I}'_{g_1 \text{н}}$, противофазный $\bar{I}_{g_1}^{(n)}$. Результирующий наведенный ток $\bar{I}'_{g_1 \text{н. рез}} = \bar{I}_{g_1 \text{н}} + \bar{I}'_{g_1 \text{н}}$ опередит по фазе напряжение $\bar{U}_{g_1 \text{к}}$ на угол $\varphi < \frac{\pi}{2}$. Таким образом, входной наведенный ток в цепи сетки содержит активную и емкостную составляющие. Наличие активной составляющей тока указывает на дополнительный расход энергии на входе, т. е. на появление активной составляющей входного сопротивления

$$r_{\text{вх}\, t} = \frac{\Gamma}{S \omega^2 t_{\text{к}g_1}^2},$$

где Г — коэффициент, зависящий от конструкции лампы и величины постоянных напряжений на электродах.

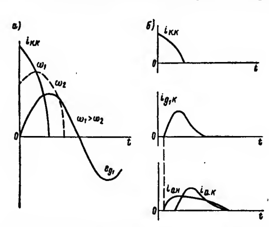
Потери на входе вызваны тем, что электроны, вылетевшие из катода при положительном полупериоде

напряжения на сетке, пройдут сетку в тот момент, когда потенциал на ней изменится и окажется отрицательным. В результате электроны будут дополнительно разгоняться отрицательным полем сетки на участке сетка—анод. Электроны, не успевшие пролететь сетку до появления на ней отрицательного напряжения, будут тормозиться ее полем и возвращаться к катоду, отдавая свою энергию полю. Энергия, ускоряющая электроны, выделяется в виде тепла на аноде и частично преобразуется в энергию высокой частоты в нагрузке. Энергия, выделяемая тормозящимися электронами, попадающими на катод, выделяется в виде тепла и приводит к дополнительному нагреванию катода.

Увеличение потерь мощности в цепи сетки является важным следствием влияния инерции электронов при работе лампы на СВЧ. Кроме того, инерция электронов влияет на анодную цепь генератора. Во-первых, появляется сдвиг фаз между напряжением на сетке и первой гармоникой анодного тока и крутизна характеристики лампы оказывается комплексной величиной. Во-вторых, длительность и форма импульса конвекционного тока будут различными в различных сечениях лампы. Например, максимум импульса конвекционного тока наблюдается в моменты наиболее резкого изменения потенциала сетки, т. е. когда e_{g_1} проходит через нуль (в момент отпирания лампы). Высота импульса зависит также от частоты напряжения: чем выше частота, тем больше высота импульса. Импульсы тока (рис. 88) оказываются растянутыми во времени вследствие разных скоростей электронов. Часть электронов импульса, не успевших пролететь сетку при перемене на ней знака напряжения, остается в промежутке сетка—катод, и высота импульса за счет этого уменьшится. Импульс наведенного тока в цепи анода $i_{ан}$ окажется еще более широким, так как импульс анодного тока начнется при прохождении первых электронов импульса $i_{g_1к}$ плоскости сетки и окончится при прохождении последних электронов импульса конвекционного тока у анода. Уменьшение высоты импульса вызовет уменьшение амплитуды первой гармоники анодного тока.

В результате рассмотренных явлений полезная мощность в анодной цепи значительно уменьшается, особенно в генераторе. Это снижение мощности объясняется умень-

шеинем амплитуды первой гармоники I_{a_1} и тем, что балаис фаз в генераторе может быть выполнеи только при расстройке аиодиого контура. Ток $\overline{I}_{a_1}$ отстает по фазе от $\overline{U}_{mg_1}$ на угол φ_e, появившийся вследствие иинерцнн электронов; для выполнення баланса фаз напряжение на контуре $\overline{U}_{m\text{к}}$ должно совпадать по фазе с напряжением



Рнс. 88. Импульсы тока лампы с учетом влияння инерцнн электронов: *а* — завнснмость формы импульса конвекционного тока у катода от частоты; *б* — нмпульс конвекцнонного н наведенного токов на разлнчных участках лампы.

на сетке $\overline{U}_{mg_1}$, что возможно только тогда, когда $\overline{U}_{m\text{к}}$ опережает по фазе $\overline{I}_{a_1}$ на угол φ_e н нагрузка носнт нидуктивный характер. Прн этом полезная мощность

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{a_1} U_{m\text{к}} \cos\varphi_e = \frac{1}{2} (I_{a_1} \cos\varphi_e)^2 R_э.$$

Рассмотренные особенности работы генераторных ламп нанболее снльно сказываются на волнах, меньших 3—5 *м*, когда уже нельзя нспользовать лампы обычных конструкцнй. Энергетнческне показателн генераторной лампы иачииают ухудшаться на волнах, более короткнх, чем граннчная. М. С. Нейман доказал, что резкое снижеине колебательиой мощиости и к. п. д. происходнт на волнах,

меньших некоторой критической волны, которая зависит от конструкции лампы и амплитуды напряжения на сетке,

$$\lambda_{кр} \approx 3 \cdot 10^3 \frac{d_{кg_1}}{\sqrt{U_{mg_1}}},$$

где $\lambda_{кр}$ — критическая длина волны, *см*;

$d_{кg_1}$ — расстояние между сеткой и катодом, *см*;

U_{mg_1} — амплитуда напряжения возбуждения, *в*.

Для получения достаточно высоких энергетических показателей лампы необходимо работать на волнах, больших $\lambda_{кр}$.

Особенности конструкции ламп СВЧ. Лампы, используемые на коротких метровых и дециметровых волнах, должны обладать по возможности минимальными емкостью и индуктивностью выводов. Для этого выводы делают через баллон без цоколя широкими, плоскими и короткими, а в лампах дециметровых волн — в виде дисков.

Уменьшение влияния инерции электронов на работу лампы достигается уменьшением расстояния между электродами. Чтобы при этом междуэлектродная емкость лампы не увеличивалась, приходится уменьшать размеры электродов, что приводит к снижению допустимой мощности потерь на аноде, а следовательно, и к снижению номинальной мощности лампы.

Катоды выполняют оксидными, подогреваемыми, с большой удельной эмиссией. В лампах применяют высококачественные диэлектрики.

Условия работы лампы в импульсном режиме значительно облегчаются, так как мощность потерь на аноде и его тепловой режим определяются средней мощностью, которая во много раз меньше импульсной. Оксидные катоды имеют в импульсном режиме бóльшую эмиссию, чем в непрерывном. Работа в импульсном режиме позволяет повысить анодное напряжение, а тем самым и номинальную мощность лампы, при этом влияние инерции электронов на работу лампы уменьшается.

В диапазоне метровых волн широкое распространение получили двойные лучевые тетроды и пентоды, например ГУ-29, ГУ-32 и др. Их особенно выгодно использовать в двухтактных схемах генераторов и усилителей. Особенность конструкции этих ламп заключается в хорошем электростатическом экранировании анодной и сеточной

цепей. Лампа имеет общие экранную и защитную сетки, которые по высокой частоте соединены с катодом внутри баллона. В результате резко снижается паразитная обратная связь через индуктивность вывода экранной сетки. В лампах применены укороченные выводы через баллон. Рассмотренная конструкция отличается высокими электрической прочностью и механической жесткостью и с успехом применяется на волнах до 60—70 *см*.

В диапазоне дециметровых волн используются триоды металлостеклянной и металлокерамической конструкции с дисковыми выводами. Металлостеклянные лампы с дисковыми выводами (маячковые) являются приемно-усилительными и широко используются в усилителях и гетеродинах дециметровых волн. Более совершенными типами ламп являются металлокерамические триоды с дисковыми выводами.

В последние годы появились новые типы конструкций металлокерамических ламп: штабельных и титанокерамических.

Штабельные лампы составляются из керамических колец, спаянных с металлическими кольцами, на которых крепятся электроды. Эти лампы обладают высокими механической и электрической прочностью, теплостойкостью и имеют большой срок службы.

В титанокерамических лампах электроды крепятся к титановым кольцам, спаянным с керамическими деталями. Эти лампы могут нормально работать при температуре в несколько сот градусов и на волнах порядка 5—10 *см*.

Весьма перспективным является использование металлокерамических генераторных тетродов, в которых наличие экранной сетки позволяет значительно повысить скорость электронов внутри лампы и тем самым уменьшить влияние времени пролета их на работу лампы. Металлокерамические генераторные лампы позволяют получать мощности в сотни ватт в режиме непрерывной работы и десятки киловатт в импульсном режиме.

§ 46. Генераторы метровых волн

В генераторах метровых волн применяют генераторные ультракоротковолновые лампы: триоды, двойные лучевые тетроды и пентоды. В качестве колебательных

систем используют отрезки двухпроводных линий большой добротности. Колебательные системы с сосредоточенными постоянными в виде катушки индуктивности могут работать на волнах свыше 4—5 *м*.

Особенность работы генераторов метровых волн заключается в том, что эквивалентное сопротивление нагрузки оказывается меньше оптимального. Это объясняется сильным влиянием на контур (или линию) входного и выходного сопротивлений лампы генератора, которые резко снижаются с повышением частоты. Трудность согласования лампы с контуром приводит к уменьшению полезной мощности и к. п. д.

В диапазоне метровых волн используют однотактные и главным образом двухтактные схемы генераторов. В последних облегчена конструкция колебательных систем и упрощена схема подведения питания.

Однотактная схема генератора. Схемы генераторов метровых волн можно привести к одной эквивалентной, так как основными элементами колебательной системы являются емкости лампы и индуктивности выводов, образующие колебательную систему вместе с дополнительно включенными емкостью и индуктивностью. Общая эквивалентная схема генератора получается из эквивалентной схемы лампы (рис. 85, *а*), если закоротить ее выводы (рис. 89, *а*).

В реальных схемах генераторов в колебательную систему не включаются дополнительные конденсаторы. В цепь генератора вводят дополнительные индуктивности последовательно с индуктивностями выводов. Под индуктивностями $L'_а$, L'_{g_1} и $L'_к$ в схеме рис. 89, *а* следует понимать суммарные индуктивности, состоящие из индуктивностей выводов и внешних индуктивностей, т. е.

$$L'_а = L_а + L_1; \; L'_{g_1} = L_{g_1} + L_2; \; L'_к = L_к + L_3.$$

Рассмотрим возможные варианты общей схемы при изменении трех величин внешней индуктивности в крайних пределах от нуля до бесконечности. При изменении индуктивности катодного ввода, когда $L'_к = 0$, схема генератора оказывается двухконтурной с внешней емкостной связью (рис. 89, *в*) и общим катодом. Такая схема самовозбуждается на нижней частоте связи и эквивалентна индуктивной трехточечной схеме. При $L'_к = \infty$

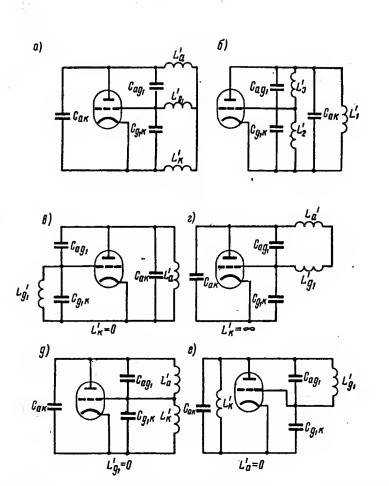


Рис. 89. Эквивалентные схемы однотактного лампового генератора СВЧ: *а* — общая при соединении элементов «звездой»; *б* — общая при соединении элементов «треугольником»; *в*, *г* — при различных катодных индуктивностях; *д*, *е* — при различных сеточных и анодных индуктивностях.

схема приобретает вид трехточечной с емкостной обратной связью (рис. 89, *г*).

Коэффициент обратной связи

$$K_{\text{о. с}} \approx \frac{C_{\text{ак}}}{C_{g_1\text{к}}}.$$

При $L'_{g_1} = 0$ схема приобретает вид двухконтурного генератора с внешней емкостной связью через емкость $C_{\text{ак}}$ и общей сеткой (рис. 89, *б*). При $L'_{\text{а}} = 0$ схема превращается в двухконтурный генератор с внешней емкостной связью через емкость $C_{g_1\text{к}}$ с общим анодом (рис. 89, *е*).

Общую эквивалентную схему генератора удобно представить, преобразовав соединение индуктивностей из «звезды» в «треугольник» (рис. 89, *б*).

Из курса электротехники известно, что новые значения индуктивностей будут следующими:

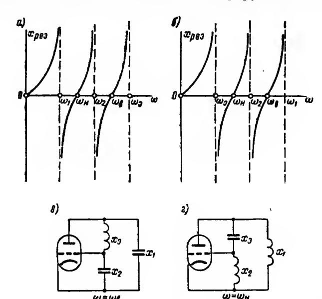
$$\left.\begin{aligned} &L'_1 = \frac{\Sigma L}{L'_{g_1}}; \quad L'_2 = \frac{\Sigma L}{L'_{\text{а}}}; \quad L'_3 = \frac{\Sigma L}{L'_{\text{к}}}; \\ &\sum L = L'_{\text{к}}L'_{g_1} + L'_{\text{к}}L'_{\text{а}} + L'_{\text{а}}L'_{g_1}. \end{aligned}\right\} \qquad (111)$$

На рис. 90 представлены зависимости результирующего реактивного сопротивления от частоты, определяющие собственные частоты системы контуров в тот момент, когда результирующее реактивное сопротивление системы равно нулю, т. е. $x_{\text{рез}} = x_1 + x_2 + x_3 = 0$ (x_1, x_2, x_3 — реактивные сопротивления контуров $L'_1C_{\text{ак}}$; $L'_2C_{g_1\text{к}}$; $L'_3C_{\text{а}g_1}$). Эти собственные частоты $\omega_{\text{н}}$ и $\omega_{\text{в}}$ (частоты связи) располагаются между собственными частотами эквивалентных контуров (ω_1, ω_2, ω_3).

Применяя к данному случаю выводы § 29 и 31 об условиях выполнения баланса фаз, можно легко установить, что баланс фаз выполняется только в двух случаях, а именно при $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$ на верхней частоте связи $\omega_{\text{в}}$ (рис. 90, *в*) и при $\omega_1 > \omega_2 > \omega_3$ на нижней частоте связи $\omega_{\text{н}}$ (рис. 90, *г*). Тогда схемы генераторов сводятся к трехточечным.

Ввиду того, что емкостями контура являются емкости лампы, изменение собственных частот контуров и получение любого соотношения между ними может быть достигнуто только изменением индуктивностей $L'_{\text{к}}$, L'_{g_1} и $L'_{\text{а}}$.

Исследования влняння этих индуктивностей на генернруемую частоту н коэффнцнент обратной связи показывают, что при изменении катодной нндуктивности $L_{к}'$ генерируемая частота мало завнснт от нее, в то же время нзмененння анодной $L_{а}'$ н сеточной L_{g_1}' индуктнвностей приводят к заметным нзмененням генернруемой частоты.



Рнс. 90. Графическое определенне условнй самовозбуждення трехконтурной схемы: *а* — зависимость результнрующего реактивиого сопротивления системы от частоты при $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$; *б* — зависимость реактивного сопротнвлеиия системы от частоты прн $\omega_1 > \omega_2 > \omega_3$; *в*, *г* — эквнвалентные трехточечные схемы при выполиеннн баланса фаз для двух случаев соотношеиия частот контуров.

По этнм причинам регулнровку генернруемой частоты желательно производить нзмененнем $L_{а}'$ или L_{g_1}', изменение же $L_{к}'$, не влняя заметно на частоту, приводнт к изменению велнчнны коэффнцнента обратной связн н режнма работы генератора.

Рассмотрим более подробно условня выбора коэффнциента обратной связи и его влияние на режим работы генератора.

В общем случае коэффициент обратной связи

$$K_{о.с} = \frac{x_2}{x_1} = \frac{C_{ак}}{C_{g_1к}} \left(\frac{\omega_1^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega^2} \right) = K_0 \frac{\omega_1^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega^2},$$

где ω — генерируемая частота связи;

$K_0 \approx \frac{C_{ак}}{C_{g_1к}}$ — коэффициент обратной связи при $L_к' = \infty$.

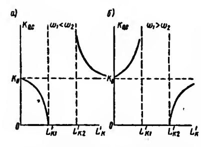


Рис. 91. Зависимость коэффициента обратной связи от катодной индуктивности: $а - K_{о.с} = \varphi(L_к')$ при $\omega_1 < \omega_2$; $б - K_{о.с} = \varphi(L_к')$ при $\omega_1 > \omega_2$.

На рис. 91 показана зависимость $K_{о.с}$ от $L_к'$ для двух случаев.

В первом случае при генерации на нижней частоте связи требуется небольшой коэффициент обратной связи ($K_{о.с} < K_0$) и малая катодная индуктивность ($L_к' < L_{к1}'$), которую иногда невозможно получить, так как собственная индуктивность катодного вывода $L_к$ может оказаться больше $L_{к1}'$.

Во втором случае при генерации на нижней частоте требуется $K_{о.с} > K_0$ и также $L_к' < L_{к1}'$. По указанным соображениям схемы с малыми $L_к'$ на практике не используют, и генерацию всегда осуществляют при $L_к' > L_{к2}'$. Последнее условие можно выполнить искусственным увеличением индуктивности $L_к' = L_к + L_1$. В этом случае генерация происходит на верхней частоте связи.

Окончательный выбор варианта схемы ($\omega_2 > \omega_1$ или $\omega_2 < \omega_1$) зависит от сравнения величины коэффициента обратной связи, полученного при расчете режима, с величиной $K_0 \approx \frac{C_{ак}}{C_{g_1к}}$. Если $K_{о.с.расч} < K_0$, то применяют вариант схемы при $\omega_2 < \omega_1$ (рис. 91, *б*), если $K_{о.с.расч} > K_0$, то необходимо, чтобы $\omega_2 > \omega_1$ (рис. 91, *а*).

Соотиошение частот ω_1 и ω_2 зависит (при даиных емкостях лампы) от иидуктивиостей L_a' и L_{g_1}';

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{\frac{L_a' C_{ак}}{L_g' C_{g_1к}}}.$$

В схеме с общей (заземлеииой) сеткой $L_{g_1}' \to 0$ и $\omega_2 > \omega_1$; в схеме с общим (заземлеиным) аиодом $L_a' \to 0$ и $\omega_2 < \omega_1$.

Таким образом, при расчете элемеитов гeиератора в случае $K_{о.\,с.\,расч} < K_0$ следует выполиить условие

$$\frac{L_к'}{C_{ag_1}} > \frac{L_{g_1}'}{C_{ак}} > \frac{L_a'}{C_{g_1к}} \ (\omega_3 > \omega_1 > \omega_2),$$

а при $K_{о.\,с.\,расч} > K_0$

$$\frac{L_к'}{C_{ag_1}} > \frac{L_a'}{C_{g_1к}} > \frac{L_{g_1}'}{C_{ак}} \ (\omega_3 > \omega_2 > \omega_1).$$

Эти условия служат осиовой расчета элемеитов колебательиой системы.

Работа иа верхией частоте связи по емкостиой трехточечиой схеме обеспечивает более высокую стабильность частоты, так кàк в даииой схеме угол коэффициеита обратиой связи $\varphi_{K_{о.\,с}}$ и фазовый угол, вызваииый иверцией электронов φ_e, имеют обратиые зиаки и взаимио компеисируют друг друга (фазовый угол иагрузки $\varphi_э$ будет меиьше, чем при работе по схеме индуктивиой трехточки):

$$\varphi_э = -\varphi_{K_{о.\,с}} + \varphi_e.$$

Схемы генераторов метровых воли. На метровых волиах примеияют однотактиые и двухтактиые схемы геиераторов. Примеиеиие схем с общим аиодом или с общей сеткой зависит от требуемой величииы обратиой связи. Схемы с общим (заземлеииым) катодом ие используют, поскольку при заземлеиии катода емкости аиод—земля и сетка—земля зиачительио увеличивают емкости лампы, тем самым понижая геиерируемую частоту и уменьшая эквивалеитиое сопротивлеиие иагрузки. Поэтому катод всегда изолируют от земли по высокой частоте дросселями. В схеме иа рис. 92 частоту регулируют измеиеиием аиодиой иидуктивиости L_1, а измеиеиие коэффициеита обратиой связи измеиеиием L_3 или подбором числа витков

дросселей, устаиовлеиных в катоде. Эквивалеитная схема в данном случае содержит три величины реактивиости и подобна общей эквивалентиой схеме (рис. 89, *а*), где $L_а' = L_а + L_1$, $L_{g_1}' = L_{g_1}$, $L_к' = L_к + L_3$.

На рис. 92, *а* представлена однотактная схема с общим анодом (ей соответствует эквивалентная схема рис. 89, *е*), а иа рис. 92, *в* — схема с общей сеткой (см. эквивалент-

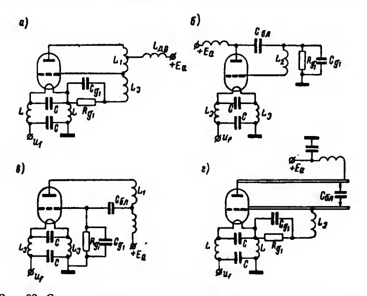


Рис. 92. Схемы однотактных генераторов метровых волн: *а* — с индуктивностями в цепи анода и катода; *б* — с общим анодом; *в* — с общей сеткой; *г* — с линией в цепи сетка—анод.

иую схему рис. 89, *д*). Схемы генерируют наиболее высокую частоту в случае, когда индуктивиости L_1 (рис. 92, *а*, *в*) и L_2 (рис. 92, *б*) выполнены в виде короткой шины между сеткой и анодом.

В коротковолновой части метрового диапазона (при $\lambda < 1,5$—2 *м*) вместо катушек индуктивности и шин применяют двухпроводные линии, которые упрощают конструкцию генератора, имеют высокую добротиость и позволяют легко изменять эквивалентиую индуктивиость перемещеиием по лииии короткозамкнутого стержня с пружинными контактами.

На рис. 92, *г* показана схема с линией в цепи анод—сетка. Короткое замыкание линии выполняется большой емкостью $C_{бл}$.

В двухтактных схемах (рис. 93) напряжения основной частоты на сетках, катодах и анодах должны находиться

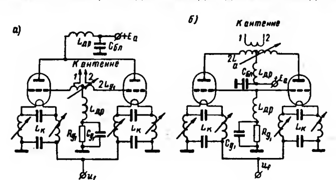


Рис. 93. Схемы двухтактных генераторов метровых волн: *а*—с общим анодом; *б*—с общей сеткой; *в* — с линиями в цепях катода и сетки.

в противофазе, а индуктивности, соединяющие эти элементы ламп, иметь точки нулевого потенциала. На практике используют схемы с общей сеткой (при $K_{о. с. расч} > K_0$) и общим анодом (при $K_{о. с. расч} < K_0$).

Данные схемы изображены на рис. 93, *а* (с общим анодом) и рис. 93, *б* (с общей сеткой), где общие электроды (с одинаковым потенциалом) соединяются короткой шиной. Регулировка генерируемой частоты осуществляется изменением индуктивностей в цепи сетки (рис. 93, *а*) или анода (рис. 93, *б*), а подбор коэффициента обратной связи производится изменением катодных индуктивностей.

Основным недостатком схем с катушками является сложность настройки, вызванная необходимостью изменять индуктивность плеч при сохранении их симметрии. Это требует специальной конструкции катушек, обеспечивающей симметричное перемещение контактов для регулирования индуктивности в плечах. Большие неудобства связаны также с необходимостью одновременно изменять индуктивность четырех дросселей в цепи катода, которые входят в колебательный контур и должны обладать высокой добротностью. Лучшие результаты получаются при использовании вместо катушек двухпроводных линий (рис. 93, *в*).

На рис. 93, *в* показана схема с общим анодом и линиями в цепях сетки и катода; последние заменяют собой катодные дроссели. Линии настраивают короткозамкнутыми стержнями, а для уменьшения габаритов иногда сгибают по окружности.

Генераторы метровых волн работают на антенну, связь с которой осуществляется фидерной линией (двухпроводной или коаксиальной), в которой должен быть установлен режим бегущей волны. Для получения бегущей волны входные сопротивления фидера в точках его подключения к антенне и контуру генератора должны быть чисто активными и численно равными волновому $\varrho_ф$. Фидер должен быть согласован с антенной и контуром генератора:

$$z_{1,2} = \varrho_ф; \; z_А = \varrho_ф,$$

где $z_{1,2}$ — входное сопротивление контура в точках подключения фидера;

$z_А$ — входное сопротивление антенны в точках подключения фидера.

Связь фидерной линии с контуром или линией может быть автотрансформаторной (рис. 93, *а*), емкостной (рис. 93, *в*) и индуктивной (рис. 93, *б*). При автотрансформаторной связи фидер подключают к точкам катушки, симметричным относительно средней точки, и коэффициент включения фидера

$$p_ф = \frac{U_ф}{U_{mк}},$$

где $U_ф$ — амплитуда напряжения на входе фидера;

$U_{mк}$ — амплитуда напряжения на контуре.

В случае связи с линией расстояние l_1 от короткозамкнутого конца линии, определяющее точки подключения фидера, находят из условия равенства входного сопротивления линии в этих точках волновому сопротивлению фидера.

При индуктивной связи с катушкой коэффициент включения

$$p_ф = \frac{U_ф}{U_{mк}} = \frac{M}{L}.$$

Задаваясь конструктивно выполненным значением коэффициента связи ($K_{св} = 0{,}1—0{,}2$), можем определить индуктивность связи

$$L_{св} = \frac{M^2}{K_{св}^2 L}.$$

При индуктивной связи с линией используют виток связи.

§ 47. Генераторы дециметровых волн

В дециметровом диапазоне особо важное значение приобретает влияние инерции электронов в лампе, не учитываемое только при выполнении неравенства

$$\frac{5P_\sim}{SE_a} > 20\frac{d^2_{кg_1}}{\lambda^2},$$

где $P_\sim$ — полезная мощность, *вт*;
E_a — анодное напряжение, *в*;
S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*;
$d_{кg_1}$ — расстояние катод — сетка, *мм*;
λ — рабочая длина волны, *м*.

Колебательными системами в диапазоне дециметровых волн служат отрезки коаксиальных линий и объемные резонаторы (последние используются значительно реже, в основном на границе сантиметровых волн). Использование коаксиальных линий в качестве колебательных систем очень выгодно, так как их отрезки, эквивалентные по своей работе параллельному колебательному контуру, обладают высокой добротностью. Кроме того, линии конструктивно удобно сочетаются с лампами, имеющими дисковые выводы.

Наиболее широкое распространение получили четвертьволновые короткозамкнутые отрезки коаксиальных

линий, поскольку они эквивалентны параллельному колебательному контуру.

Величина и характер входного сопротивления линии зависят от соотношения ее геометрической длины и длины волны.

При $l < \frac{\lambda}{4}$ сопротивление короткозамкнутой линии носит индуктивный характер, при $\frac{\lambda}{4} < l < \frac{\lambda}{2}$ — емкостный.

Входное сопротивление линии

$$z_{вх} = -j\varrho \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda},$$

где $\varrho = 138 \lg \frac{D}{d}$ — волновое сопротивление линии;
D — диаметр внутренней трубы;
d — диаметр наружной трубы.

Максимальная добротность линии получается при соотношении $\frac{D}{d} \approx 3{,}6$.

При подключении к лампе параметры линии значительно изменяются. Линия оказывается нагруженной на сопротивление и емкость того участка лампы, к которому она подключена. Например, линия, подключенная к участку сетка—катод, оказывается нагруженной на входное сопротивление и емкость лампы. Для того чтобы нагруженная линия оказалась настроенной в резонансе, необходимо, чтобы ее входное сопротивление имело индуктивный характер и было равно по величине емкостному сопротивлению нагрузки на ее открытом конце, т. е.

$$\varrho \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda_0} = \frac{1}{2\pi f_0 C},$$

длина линии при этом меньше $\frac{\lambda_0}{4}$.

Эквивалентное сопротивление контура $R'_э$, эквивалентного нагруженной линии, значительно уменьшится и будет определяться не столько потерями в самой линии, сколько потерями, вносимыми лампой:

$$R'_э = \frac{R_э R}{R_э + R} < R_э,$$

где R — сопротивление участка лампы, к которому подключена линия.

Добротиость также уменьшится:

$$Q' = \frac{\varrho}{r'} = \frac{\varrho^2}{r'\varrho} = \frac{R'_э}{\varrho} = \omega_0 C_э R'_э,$$

где r' — сопротивление потерь в линии с учетом влияния лампы.

Линия, работающая в качестве колебательной системы лампы, связывается с антенной коаксиальным фидером, который должен быть согласован с линией. Влияние фидера можно учесть с помощью вносимого сопротивления $r_{вн}$, являющегося по существу полезной нагрузкой линии. В результате действия нагрузки добротность линии уменьшится еще больше:

$$Q_н = \frac{\varrho}{r' + r_{вн}} \simeq \frac{Q'_э}{1 + \frac{r_{вн}}{r'}} < Q'_э.$$

Эта добротность фактически и определяет стабильность частоты генератора.

К. п. д. передачи энергии из линии в контур также зависит от величины добротности $Q_н$ и $Q'_э$:

$$\eta_{пк} = \frac{r_{вн}}{r_{вн} + r'} = \frac{\frac{r_{вн}}{r'}}{\frac{r_{вн}}{r'} + 1} = 1 - \frac{Q_н}{Q'_э}.$$

Отсюда следует, что для повышения $\eta_{пк}$ величина добротности $Q'_э$ должна быть по возможности больше $Q_н$.

Добротность линии определяет также полосу пропускания частот:

$$\Delta F_{0,7} = \frac{f_0}{Q_н}; \quad Q_н \leqslant \frac{f_0}{\Delta F_{0,7}}. \qquad (112)$$

Обеспечение заданной полосы частот особенио важно в генераторах модулированных колебаний, где использование линий с чрезмерно большой добротностью, не удовлетворяющей условию уравнения (112), недопустимо, так как приводит к большому сужению полосы пропускания и появлению значительных частотных искажений. В то же время снижение добротности ухудшает стабильность частоты генератора. В ряде случаев линия работает на гармониках, и на ней располагается нечетное число

четвертей волны, например при работе на третьей гармонике.

Схемы генераторов дециметровых волн. Выбор схемы генератора зависит от конструкции лампы. При использовании металлокерамических ламп и коаксиальных линий широкое распространение в генераторах и усилителях дециметровых волн получила схема с общей сеткой, обладающая целым рядом преимуществ (§ 39). В схеме, как уже указывалось, имеются два колебательных контура; один включен между сеткой и катодом, а другой — между сеткой и анодом.

Обратная связь в генераторе с общей сеткой осуществляется через емкость анод—катод, которая в данной схеме выполняет роль проходной. В металлокерамических и дисковых лампах эта емкость составляет десятые и сотые доли пикофарады. Ослабление обратной связи через эту емкость (вследствие ее малой величины) благоприятно влияет на работу схемы в режимах усиления, повышает устойчивость и обеспечивает большее устойчивое усиление. В генераторах емкость $C_{ак}$ часто недостаточна для получения самовозбуждения и требуется введение дополнительной обратной связи, изменяя которую можно регулировать режим и мощность генератора. Самовозбуждение в схеме генератора с общей сеткой возможно только тогда, когда сопротивление входного контура (сетка—катод) носит емкостный характер, а выходного (сетка—анод) — индуктивный. В результате образуется эквивалентная емкостная трехточечная схема, и генерация произойдет на верхней частоте связи. Необходимый для самовозбуждения характер сопротивления контуров достигается при $\omega_{ag_1} > \omega_{g_1 к}$. Генерируемая частота будет близка к частоте ω_{ag_1} выходного контура, настройкой которого регулируют генерируемую частоту. Входной контур, слабо влияя на частоту, определяет величину коэффициента обратной связи, а тем самым и режим работы генератора.

В схеме с общей сеткой коаксиальные линии присоединяют к дисковым выводам лампы, причем два контура схемы — входной (или катодный) и выходной (или анодный) — образуются тремя коаксиальными цилиндрами: катодным, сеточным и анодным. Сеточный цилиндр используется дважды: его наружная поверхность входит в один из контуров, а внутренняя — в другой (рис. 94, *а*, *б*).

На рис. 94, *а* анод присоединяется к внутреннему цилиндру *3*, катод — к наружному *1*, а сетка — к среднему *2*. В схеме рис. 94, *б*, наоборот, анод присоединен к наружному цилиндру *3*, а катод — к внутреннему *1*. Первая схема широко используется в маломощных усилителях и генераторах, вторая — в более мощных, так

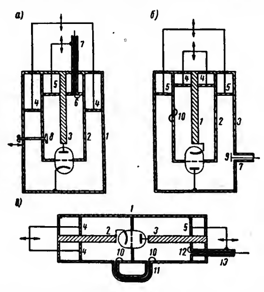


Рис. 94. Схемы генераторов дециметровых волн: *а* — с подключением анода к внутреннему цилиндру; *б* — с подключением анода к наружному цилиндру; *в* — двухсторонняя.

1, 2, 3 — катодный, сеточный и анодный цилиндры, образующие контуры; *4* — поршень настройки входного (катодного) контура; *5* — поршень настройки выходного (анодного) контура; *6* — петля связи с нагрузкой; *7* — фидер, передающий энергию в антенну; *8* — штырь емкостной обратной связи; *9* — штырь связи с нагрузкой; *10* — петли индуктивной обратной связи; *11* — фидер обратной связи; *12*—петля связи с антенной; *13*—фидер связи с антенной.

как в ней облегчаются условия охлаждения анода и его радиатор помещается снаружи конструкции.

Двухсторонняя схема (рис. 94, *в*), в которой лампа помещается в середине линий, применяется реже из-за более сложной конструкции, затрудняющей смену ламп, охлаждение анода и дополнительную регулируемую обратную связь. Последняя осуществляется в двух первых схемах штырем связи *8* (емкостная связь) или петлей

связи *10* (индуктивная связь). Аналогично выполняется связь с нагрузкой. В этом случае иногда применяют автотрансформаторную связь. Для повышения эффективности элемент связи — штырь *9* (рис. 94, *б*) или петлю *6* (рис. 94, *а*) — лучше располагать не произвольно, а вблизи пучности напряжения (у электродов лампы) при емкостной связи и вблизи пучности тока (у короткозамкнутого конца линии) при индуктивной связи.

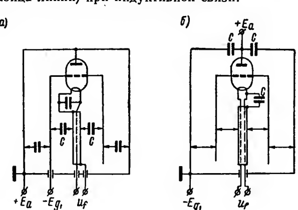


Рис. 95. Схемы питания в генераторе ДМВ: *а* — с блокировочными конденсаторами в поршнях; *б* — с одинаковым постоянным потенциалом линий и с блокировочными конденсаторами у электродов ламп.

Схемы питания представлены на рис. 95. Для питания постоянным током необходимо разделить электроды блокировочными конденсаторами, устанавливаемыми либо в настраивающих поршнях, либо вблизи лампы. В первом случае цилиндры изолируют друг от друга блокировочными конденсаторами, включенными в поршни (рис. 95, *а*). Недостатками такой схемы являются сложная конструкция поршней и увеличение напряжения между цилиндрами линий, особенно между сеточным и анодным. Более удобная схема питания, в которой все цилиндры имеют одинаковый постоянный потенциал, а разделительная емкость помещается у лампы и конструктивно выполнена в виде изолирующих шайб с подключенными цилиндрами (рис. 95, *б*).

§ 48. Клистронные генераторы

Пролетные клистроны. В диапазоне сантиметровых волн широкое применение нашли клистроны, работающие по принципу взаимодействия электронного потока переменной плотности с электрическим полем объемного колебательного контура (объемного резонатора), который является основной колебательной системой в этом диапазоне. Импульсы конвекционного тока, возникающие в электронном луче вследствие периодического изменения его плотности, создают в электрическом поле резонатора наведенный ток, приближенно равный конвекционному, который отдает свою энергию резонатору, связанному с полезной нагрузкой. Электронный луч также группируется по скорости (скоростная модуляция) объемным резонатором. В зависимости от того, происходит группирование электронов и преобразование их энергии в энергию высокочастотных колебаний в одном или в двух разных резонаторах, различают два основных типа клистронов: пролетные и отражательные. Пролетные могут работать как усилители, умножители или генераторы, а отражательные — только как генераторы.

На рис. 96, *а* показана схема пролетного двухрезонаторного клистрона. Клистрон состоит из электронной пушки, заключающей в себе подогревный катод *1* и устройство *2*, служащее для фокусировки электронов в узкий пучок. На фокусирующее устройство подается небольшой отрицательный относительно катода потенциал. По аналогии с электронными лампами устройство называют сеткой, и оно может служить для управления током луча.

Для получения узких пучков электронов с большой силой тока применяют катоды специальной конструкции и постоянное магнитное поле, направленное по оси электронной пушки и фокусирующее электронный пучок. Электроны, вылетевшие из катода, движутся под влиянием ускоряющего электрического поля, приложенного к объемным резонаторам *3* и *4*. Стенки узкой части резонаторов, через которую пролетают электроны, выполнены в виде сеток.

Объемный резонатор *3* называется группирователем. Электроны, попавшие в пространство между сетками группирователя, изменяют свою скорость под действием переменного напряжения $u_г$. Это напряжение возникает

в результате возбуждення группирователя внешннм источннком колебаинй с помощью петли связи 5. При высоком ускоряющем напряженни E_0 и малом расстояннн между сетками группирователя инерцией электронов на данном участке можно преиебречь. Тогда электроиы, влетающне в группирователь прн $u_г = 0$, не изменят своей скорости н, пролетев сетки группнрователя, будут двнгаться дальше с постоянной скоростью $v_0 \approx$

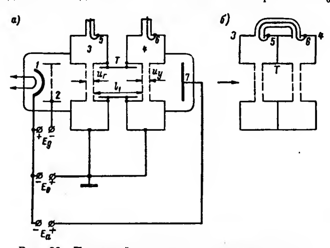


Рис. 96. Пролетный клистрон: *а* — схема клистрона; *б* — схематическое устройство резонаторов.

$\approx 6 \cdot 10^5 \sqrt{E_0}$ *м/сек*. Электроны, пролетающие сеткн в моменты, когда напряжение $u_г$ увелнчивается, получат ускорение, и их скорость после пролета сеток будет больше: $v_1 = v_0 + \Delta v$. Накоиец, электроны, пролетающне сетки в моменты, когда напряженне $u_г$ падает, будут тормозиться, н их скорость умеиьшнтся до $v_3 = v_0 - \Delta v$.

В пролетном простраистве между сеткамн группнрователя и улавлнвателя электрнческое поле отсутствует, н электроны движутся по ннерцнн с той скоростью, которую они нмелн прн вылете нз группнрователя. Это пространство изывается пространством группирования. В нем пронсходнт группнроваине электронов, так как более быстрые электроны, проходящне через группнрователь при ускоряющем полуперноде $u_г$, будут догонять ранее вылетевшне электроны, нмеющне меиьшую скорость,

в результате чего образуются сгустки электронов и плотность электронного пучка сделается неравномерной. За каждый период напряжения группирователя образуется один сгусток электронов, представляющий собой импульс конвекционного тока.

Процесс группирования можно проследить по пространственно-временной диаграмме (рис. 97), где в коор-

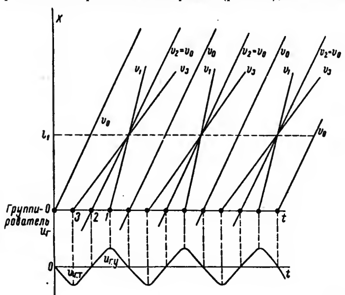


Рис. 97. Пространственно-временная диаграмма пролетного клистрона.

динатах пространства x и времени t показаны траектории электронов в пространстве группирования, причем крутизна траекторий взята пропорциональной скорости электронов. До пролета группирователя электроны имели одинаковую скорость v_0 (часть графика ниже оси абсцисс). После пролета сеток скорость электронов изменится, и крутизна траектории будет различной.

Рассмотрим для упрощения траектории трех электронов *1*, *2* и *3*, пролетевших группирователь при нулевом (*2*), максимальном тормозящем (*3*) и максимальном ускоряющем (*1*) напряжениях. Имея большую скорость ($v_1 > v_0$), электрон *1* догонит электрон *2*, скорость которого не

изменнлась ($v_2 = v_0$), и электрон 3, который нмел еще меньшую скорость ($v_3 < v_0$), но вылетел раньше.

Сгустки образуются при переходе напряження $u_г$ от тормозящей полуволиы $u_{г.т}$ к ускоряющей $u_{г.у}$. При обратном переходе появляются разряжеиия плотиости электронов. Плотиость электрониого сгустка достигает максимума иа вполие определеииом расстояиии l_1 от группирователя. Прн дальиейшем движеиии электронов плотиость сгустка уменьшается. Сгусток электронов представляет собой импульс коивекциоииого тока, который иа расстояиии l_1 от группирователя оказывается ианболее острым. При дальнейшем движении электроиов ($l > l_1$) форма импульса меияется: ои размывается, появляется провал в его вершине, и длительность его увеличивается.

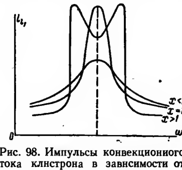


Рис. 98. Импульсы конвекциониого тока клнстрона в завнсимости от параметра группироваиия.

На рис. 98 показаиы формы импульсов коивекциоииого тока в завнсимостн от соотиошения напряжеиий $m = \frac{U_{mг}}{E_0}$ и фазового угла пролета в простраистве группироваиия $\varphi_0 = \omega t_0$ при отсутствии скоростной модуляцни (ω — угловая частота иапряжеиия иа группирователе, $t_0 = \frac{l_1}{v_0}$ — время пролета простраиства группироваиия при отсутствнн скоростиой модуляцин, т. е. когда $u_г = 0$).

Чем больше l_1, тем прн прочих равиых условиях сильиее деформацин нмпульса коивекцнонного тока. Поскольку на форму импульса тока влияют скорость электроиов при отсутствии скоростиой модуляции v_0 и соотиошеиие иапряжеиий m, то в связи с этим вводится параметр группироваиия $x \approx 0{,}5m\varphi_0$, в зависимости от которого и вычерчены импульсы тока иа рис. 98.

Чтобы виешиие поля в простраистве группирования ие влиялн на электроиы, простраиство экраинруется пролетиой трубкой T (рис. 96, *а*), роль которой могут выполнять внешиие поверхности резонаторов, присоедниенные одии к другому (рнс. 96, *б*).

Импульсы конвекционного тока, проходя через сетки второго резонатора — улавливателя, индуктируют в нем наведенные токи, в результате чего создаются электромагнитные колебания той же частоты. Напряжение $u_{у}$ на сетках улавливателя совпадает по фазе с первой гармоникой наведенного тока, и импульсы тока будут проходить через сетки в моменты максимального напряжения на них ($u_{у} = U_{mу}$). При этом происходит наиболее сильное торможение электронов, которые отдают большую часть энергии улавливателю. Усиленная (по сравнению с энергией, затраченной на группирование) мощность с помощью петли связи *6* и фидера передается нагрузке (рис. 96). Электроны, пролетевшие улавливатель, движутся к аноду *7* и отдают ему остаток своей энергии. Напряжение на аноде должно быть выбрано таким, чтобы скорость электронов, подходящих к нему, приближалась к нулю, в результате чего потери энергии на аноде уменьшается.

Умножение частоты в пролетном клистроне можно получить в том случае, когда улавливатель настраивается на заданную гармонику наведенного тока. Острые импульсы тока содержат большое число резко выраженных гармоник, и умножение частоты получается достаточно эффективным. Объемные резонаторы настраивают или подстраивают на любую частоту деформацией стенок резонаторов или введением в их полость винтов (поршней). Во время работы пролетного клистрона в режиме самовозбуждения группирователь возбуждается от улавливателя с помощью цепи обратной связи (рис. 96, *б*), при этом должны выполняться условия самовозбуждения: баланс фаз и баланс амплитуд.

Для перестройки пролетного клистрона на другую волну требуются согласованная настройка резонаторов и соответствующая регулировка напряжений. Сложность настройки ограничивает использование пролетного клистрона в диапазоне волн. Другой недостаток рассмотренной схемы клистрона — трудность получения электронных пучков с большой силой тока вследствие расфокусировки электронного луча, вызываемой взаимным отталкиванием электронов. Для увеличения мощности клистронов, имеющих небольшую силу тока в пучке, приходится увеличивать ускоряющее напряжение E_0 до десятков и даже сотен киловольт, что неудобно в эксплуатации и приводит

к снижению к. п. д. Последнее вызывается необходимостью увеличивать напряжение на улавливателе в целях более эффективного торможения электронов, движущихся с большой скоростью.

Для получения высоких напряжений на сетках улавливателя нужны резонаторы с высокими добротностью и эквивалентным сопротивлением. Такие параметры можно обеспечить ослаблением связи улавливателя с нагрузкой, но при этом уменьшается отдача полезной мощности и к. п. д. Указанный недостаток устраняется изменением конструкции клистрона и использованием так называемой радиальной конструкции, в которой электронный пучок вводится в резонаторы не по их оси симметрии, а по радиусу, что позволяет создать мощный электронный пучок без магнитной фокусировки.

Пролетные клистроны используются в качестве генераторов на мощности свыше 1 *вт* в непрерывном режиме и на мощности до десятков и даже сотен мегаватт в импульсном.

Основными достоинствами пролетных клистронов являются:

1) большие мощности как в импульсном, так и непрерывном режимах, особенно при параллельной работе клистронов; 2) высокая стабильность частоты, определяемая стабильностью частоты возбуждающего сигнала, так как частота колебаний клистронов почти не зависит от параметров их нагрузки (для обычных систем возбуждения достигается стабильность 10^{-5}); 3) большое усиление (до 10^6—10^7 раз).

К недостаткам клистронов относятся: 1) необходимость использования высоких анодных напряжений, значительно больших, чем у магнетронов (например, для клистрона мощностью в 10 *Мвт* требуется напряжение до 150—200 *кв*, в то время как для магнетронов такой же мощности необходимо напряжение до 50—60 *кв*), что приводит к появлению рентгеновского излучения, меры защиты от которого усложняют конструкцию; 2) узкая полоса пропускания (до 1—2%) из-за высокой добротности резонаторов (в некоторых последних конструкциях клистронов получена более широкая полоса пропускания — до 5% в сантиметровом диапазоне и до 10% в дециметровом); 3) сравнительно невысокий к. п. д. (до 35—45%).

При полной прозрачности сеток для электронов луча, малом угле пролета через сетки и ряде других допущений теоретически к. п. д. достигает 50—85%. Однако из-за тока сеток, инерции электронов и других факторов ои падает до 15—25%. Для повышеиия к. п. д. используют дополнительные промежуточные резонаторы (в последних конструкциях до трех и более), которые располагаются между группирователем и улавливателем. Электроны, пролетая сетки промежуточиых резоиаторов, индуктируют в них переменное напряжение, улучшающее группирование. В результате увеличиваются сила тока в импульсе и амплитуда первой гармоиики тока улавливателя. Кроме того, иапряжение группирователя снижается, а полезная мощность и к. п. д. увеличиваются. Такие многорезонаторные клистроны позволяют получить импульсные мощности до 100—200 *Мвт* при к. п. д. в 30—45% и усиление до 10^6—10^7 раз.

Пролетные клистроны широко используются в радиолокационных, телевизионных и радиорелейных передатчиках большой мощиости, а также в ускорителях частиц.

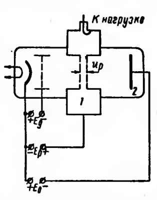


Рис. 99. Схема отражательного клистрона.

Отражательные клистроны. Отражательный клистрон, изобретенный в 1940 г. В. Ф. Коваленко, широко используется в качестве генератора малой мощности (до 1 *вт*), гетеродина приемника саитиметрового диапазона и сигнал-генератора.

К преимуществам данных клистронов относятся: 1) высокая стабильность частоты; 2) простота подстройки и настройки частоты; 3) малая потребляемая мощность и невысокие рабочие напряжения; 4) малые габариты.

Недостатки отражательных клистроиов: иизкий к. п. д. и сильиая зависимость частоты от питающих иапряжений.

Рассмотрим принцип действия отражательного клистрона (рис. 99) с одним резоиатором *1*, иа который подается ускоряющее напряжеиие. Назначение катода и сетки то же, что и в пролетном клистроне. Электрод *2*

называется отражателем, и на него подается отрицательное относительно катода напряжение E_0.

Электроны, вылетевшие из катода и сфокусированные в узкий пучок, ускоряются в пространстве до сеток резонатора и, пролетев сетки, попадают в тормозящее поле отражателя. Это поле определяется разностью потенциалов резонатора и отражателя ($E_т = E_р - E_0$). При наличии напряжения высокой частоты на сетках резонатора происходит скоростная модуляция луча, вследствие чего электроны, пролетевшие сетки, будут иметь различные скорости. Попадая в тормозящее поле, электроны меняют направление и начинают двигаться к сеткам резонаторов. Так как длина траектории электронов зависит от скорости, которую они имели при выходе из сеток резонатора, то электроны, обладающие большей скоростью, пройдут больший путь до поворота в обратном направлении и догонят электроны, обладающие меньшей скоростью, прошедшие меньший путь до полного отражения и перемены направления движения. В результате в пространстве между сетками резонатора и отражателем произойдет группирование электронов, и при определенном расстоянии l и напряжении $E_т = E_р - E_0$ к сеткам отражателя начнут подходить сгустки электронов, образующие импульсы конвекционного тока. Если импульсы проходят сетки резонатора в моменты максимального напряжения на них, то вследствие торможения энергия электронов будет отдаваться резонатору и в нем появятся колебания. Таким образом, в отражательном клистроне, как и в пролетном, имеет место скоростная модуляция электронов, приводящая к периодическому изменению плотности луча. Группирование и улавливание происходят в одном и том же резонаторе.

Очевидно, такой прибор может работать только как генератор с самовозбуждением, причем первоначальные колебания в резонаторе возникают в результате тепловых флюктуационных колебаний, всегда имеющих место в колебательных системах.

На рис. 100 изображен график движения электронов при различных напряжениях на сетках резонатора. Движение электрона с начальной скоростью в тормозящем электрическом поле подобно движению брошенного вверх тела под действием силы земного притяжения. Уравнение такого движения описывается параболической зависи-

мостью, и кривая движения электрона имеет вид параболы.

Электроны отдают максимальную энергию в том случае, когда их сгусток поступает после группирования в резонатор с максимальным напряжением на сетках, что возможно при вполне определенных углах пролета электронов, вылетающих из сеток резонатора при $u_р = 0$. Около этих электронов (кривая *а*) группируются как более быстрые (кривая *б*), так и более медленные, но вылетевшие раньше электроны (кривая *в*).

Для получения максимальной отдачи энергии электронов резонатору необходимо выполнить условие, при котором время пролета электронов в пространстве резонатор — отражатель

$$t_0 = \frac{3}{4}T,\ 1\frac{3}{4}T,\ 2\frac{3}{4}T,\ \ldots \qquad (113)$$

а угол пролета

$$\varphi_0 = 2\pi t_0 = 2\pi\left(n - \frac{1}{4}\right)T,$$

где $T = \frac{1}{f}$ — период колебаний;

$n = 1,\ 2,\ 3\ldots$

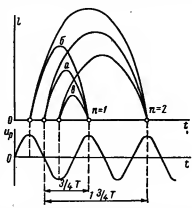


Рис. 100. График движения электронов в тормозящем поле отражателя, поясняющий процесс группирования.

При указанных значениях n первая гармоника индуктированного в резонаторе тока и напряжение на резонаторе совпадут по фазе, и колебательная мощность достигнет максимума. Если условие (113) выполнено неточно, то баланс фаз произойдет на частоте, отличной от собственной частоты резонатора, генерируемая частота изменится, а колебательная мощность упадет.

Расчеты показывают, что при $t > t_0$ $\omega < \omega_0$, а при $t < t_0$ $\omega > \omega_0$. Условия самовозбуждения клистрона зависят от параметра n. Чем больше n, тем легче возникает самовозбуждение. Это объясняется тем, что при больших n увеличивается время пробега электронов и улучшаются условия группирования, а также увеличиваются плотность электронов в сгустке, конвекционный и

наведенный токи. Регулировка времени t_0 достигается изменением потенциала отражателя.

Условия самовозбуждения зависят от величины тока в пучке. Для каждой величины параметра n существует минимальный ток пучка $I_{0\,min}$, при котором возможно самовозбуждение. С увеличением n значение этого предельного тока уменьшается. Регулировка тока достигается изменением напряжения сетки E_g.

Зависимость относительного изменения частоты, генерируемой клистроном, от напряжения отражателя определяется выражением

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\pi\left(n-\frac{1}{4}\right)}{Q}\frac{\Delta E_0}{E_p-\Delta E_0},$$

где ΔE_0 — изменение напряжения на отражателе.

С увеличением номера n зоны генерации уход частоты становится больше, потому что по мере увеличения времени пролета t_0 область частот, в которой возможно самовозбуждение, будет шире благодаря лучшему группированию электронов.

С увеличением номера зоны генерации, а следовательно, и φ_0 колебательное напряжение на резонаторе падает

$$U_{mp} = \frac{2x}{\varphi_0}E_0$$

и колебательная мощность, выделяемая на резонаторе, уменьшается.

Большие изменения напряжения, частоты и мощности наблюдаются при изменении отрицательного напряжения на отражателе в сторону уменьшения, и кривые напряжения оказываются несимметричными. Это вызвано тем, что при увеличении E_0 увеличивается время пролета по сравнению с t_0, в результате чего компенсируется расстройка резонатора. При уменьшении E_0 уменьшается время пролета по сравнению с оптимальным, расстраивается контур и ухудшаются условия группирования и самовозбуждения.

Максимальная полезная мощность, выделяемая в резонаторе, получается при оптимальной настройке и при $n = 1$. В других зонах генерации мощность будет меньше. Теоретический к. п. д. клистрона оказывается около 50%, на практике он снижается до 1—2% за счет потерь мощ-

ности в сетках резонатора, конечности угла пролета между сетками резонатора и т. д.

Мощность, передаваемая в нагрузку, зависит от величины связи резонатора с нагрузкой и потерь в резонаторе:

$$P_{\sim} = P'_{\sim} - P_{\text{р}},$$

где $P_{\sim}$ — мощность, передаваемая в нагрузку;

$P'_{\sim}$ — колебательная мощность, развиваемая в резонаторе;

$P_{\text{р}}$ — мощность потерь в резонаторе.

Реальный к. п. д. клистрона

$$\eta = \frac{0{,}04 - 0{,}07}{n - \frac{1}{4}}$$

убывает с увеличением номера зоны генерации.

Техника отражательных клистронов в последние годы развивается по линии создания таких конструкций приборов, в которых можно было бы использовать многократное движение электронов в электромагнитном поле резонатора. При многократном движении электронов отдача энергии полю значительно увеличивается и к. п. д. возрастает. Кроме того, многократное движение приводит к расширению диапазона перестройки, выгодному для диапазонных генераторов.

§ 49. Магнетронные генераторы

Магнетроны являются основным типом генераторов сантиметрового диапазона волн в непрерывном и импульсном режимах. Наиболее широкое распространение получили многорезонаторные магнетроны, изобретенные в конце 30-х годов Д. Е. Маляровым и Н. Ф. Алексеевым. Эти типы магнетронов обеспечивают на СВЧ значительные мощности и высокий к. п. д. Современные многорезонаторные магнетроны позволяют получить импульсные мощности до 10—20 *Мвт* на волнах до 1—2 *см* при к. п. д. около 25—60%.

Импульсные магнетроны работают при анодных напряжениях от нескольких сот вольт до 40—70 *кв* при напряженности постоянного магнитного поля до 0,6—0,8 *тл* (6—8 тыс. *гс*). Они применяются в радиолокационных станциях сантиметрового диапазона.

Магнетроны, работающие в непрерывном режиме, позволяют получить мощности от нескольких ватт до нескольких киловатт при анодном напряжении до нескольких киловольт. В этих магнетронах обязательно используется принудительное воздушное, а в некоторых конструкциях и водяное охлаждение. В магнетронных генераторах допускается использование некоторых мето-

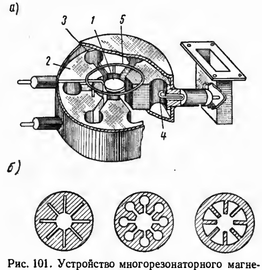


Рис. 101. Устройство многорезонаторного магнетрона: *а* — устройство магнетрона; *б* — сечения анодного блока при разных формах резонаторов (щелевой, цилиндрической, лопаточной).

1 — катод; *2* — медный анодный блок; *3* — цилиндрические объемные резонаторы; *4* — петля связи; *5* — кольцевая связка.

дов стабилизации частоты. Такие магнетроны нашли широкое применение в станциях создания помех радиолокаторам.

Недостатком магнетронов является трудность перестройки частоты в широких пределах.

Устройство магнетрона. Магнетроны построены на принципе воздействия на электронный поток не только электрического, но и постоянного магнитного полей (рис. 101). В результате этого воздействия получается такое движение электронов, при котором они многократно отдают свою энергию (полученную в ускоряющем электри-

ческом поле анода) электромагнитному полю колебательной системы магнетрона, поддерживая в ней незатухающие колебания.

Анодный блок. На рис. 101, *б* показаны сечения анодного блока при различных наиболее распространенных формах резонаторов — цилиндрической, щелевой и лопаточной. Современные магнетроны могут иметь от 6 до 30—40 резонаторов (на более коротких волнах).

Каждый резонатор обладает собственной частотой колебаний, которая зависит от его формы и размеров его поперечного сечения. Резонаторы анодного блока связаны друг с другом через электрические и магнитные поля и образуют единую колебательную систему с несколькими собственными частотами колебаний. Каждой такой частоте соответствуют определенные фазовые соотношения между колебаниями в отдельных резонаторах и определенная конфигурация электромагнитного поля. Таким образом, в колебательной системе магнетрона можно получить несколько типов полей.

При последовательном обходе всех резонаторов анодного блока общий сдвиг фазы колебаний Ф, очевидно, будет равен нулю или целому числу периодов, т. е. в общем случае $\Phi = 2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, 3 \ldots$

Сдвиг фаз колебаний между соседними резонаторами при этом оказывается в N раз меньше (N — число резонаторов), а именно

$$\varphi = \frac{\Phi}{N} = \frac{2\pi n}{N}.$$

При расчете получается следующее выражение для собственных частот колебаний в блоке:

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \dfrac{1}{4\dfrac{C}{C_1}\sin^2\dfrac{\pi n}{N}}}}, \qquad (114)$$

где $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ — собственная частота одиночного резонатора;

L, C — эквивалентные индуктивность и емкость резонатора соответственно;

C_1 — емкость связи между резонаторами.

На рис. 102, *а* показана эквивалентная схема анодного блока, в которой резонаторы заменены контурами с сосредоточенными параметрами и указана магнитная и электрическая связь между контурами.

Магнитная связь обусловлена тем, что магнитный поток одного резонатора замыкается через торцы блока и полости соседних резонаторов.

Электрическая связь осуществляется через электрические поля резонаторов, существующие в пространстве взаимодействия (в эквивалентной схеме емкости C_1).

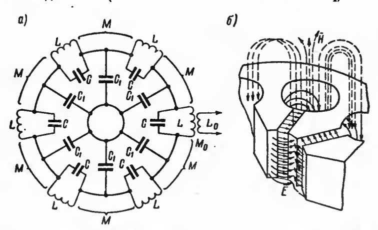


Рис. 102. Эквивалентная схема анодного блока и характер поля резонатора: *а* — эквивалентная схема резонаторов блока с учетом электрической (C_1) и магнитной (M) связей; *б*—характер поля резонаторов.

При данных значениях f_0, C_1 и L получаются $N-1$ собственных частот колебаний, так как при $n=0$ и $n=N$ частота равна нулю $\left(\frac{\pi n}{N}=0,\ \pi,\ \ldots,\ \sin^2\frac{\pi n}{N}=0\right)$, а при $n > N$ значения частот будут повторяться, поскольку фазовый угол $\frac{\varphi}{2}=\frac{\pi n}{N}$, являющийся аргументом синуса в формуле (114), будет отличаться на π для двух значений: n и $n+N$

$$\frac{\pi(n+N)}{N}=\frac{\pi n}{N}+\pi;\quad \sin^2\frac{\pi n}{N}=\sin^2\left(\frac{\pi n}{N}+\pi\right).$$

Указанное число $(N-1)$ собственных независимых частот имеет в своем составе пары одинаковых по вели-

чиие частот, колебаиия которых отличаются только фазовыми соотношеииями.

Действительио, при различиых значениях числа n, например при $n = n_1$ и $n = n_2 = N - n_1$, квадраты синусов угла $\frac{\pi n_1}{N}$ и $\frac{\pi (N - n_1)}{N}$ (а следовательио, и частоты) будут одинаковы, хотя фазы колебаний будут различны. Так, если $n = n_1$, то $\varphi_1 = \frac{2\pi n_1}{N}$, а если $n_2 = N - n_1$, то $\varphi_2 = \frac{2\pi (N - n)}{N} = 2\pi - \varphi_1$. Эти пары одинаковых частот называются вырожденными.

Исследования показывают, что колебания одинаковых частот (n и $N - n$) движутся вдоль анодного блока в противоположных направлениях, образуя две бегущие волны. В результате их интерференции появляется стоячая волна. Для колебаний с $n = 1$ и $n = N - 1$ вдоль анодного блока укладывается одна волна, при $n = 2$ и $n = N - 2$ — две волиы и т. д. Число стоячих волн будет всегда меньше половины числа резонаторов, а число пучностей тока меньше числа резонаторов. В даниом резонаторе будет иметь место либо прочность тока, либо узел, т. е. возможиы две структуры поля. Установление той или иной структуры поля является случайным и зависит от процесса возникновения колебаний. Незначительное нарушение симметрии системы приводит к изменению структуры, перескоку фазы и появлению в резонаторе узла тока вместо пучности или наоборот. Для вывода энергии из магнетрона петлю связи следует поместить в пучность магнитного поля, т. е. в резонатор с пучностью тока. Очевидно, что работа с вырожденными колебаниями приведет к значительным изменениям выводимой из магнетроиа мощности, так как вместо пучности тока в даниом резоиаторе случайно появится узел и энергия резко изменится, что недопустимо. При этой причине вырожденные колебания являются паразитными и не используются на практике.

При нечетном числе резонаторов ($N = 2k + 1$, где $k = 1, 2, 3...$) в магнетроне будут существовать только вырожденные колебания:

$$f_1 = f_{N-1} = f_{2k};$$

$$f_2 = f_{N-2} = f_{2k-1};$$

$$\cdots$$

$$f_k = f_{N-k} = f_{k+1},$$

т. е. всего $N - 1 = 2k$ частот.

При четном числе резонаторов ($N = 2k$), кроме $k - 1 = \frac{N}{2} - 1$ пар вырожденных колебаний, будет существовать одно невырожденное колебание при $n = \frac{N}{2}$ и

$$\varphi = \frac{2\pi \frac{N}{2}}{N} = \pi$$

$$f_1 = f_{N-1} = f_{2k-1};$$
$$f_2 = f_{N-2} = f_{2k-2};$$
$$\cdots\cdots\cdots$$
$$f_{k-1} = f_{N-(k-1)} = f_{k+1};$$
$$f_k = f_{N-k} = f_{\frac{N}{2}}.$$

Это невырожденное колебание называется противофазным, так как сдвиг фазы в соседних резонаторах составляет 180° и вдоль анодного блока устанавливается $\frac{N}{2}$ стоячих волн. При этом число пучностей тока равно числу резонаторов, и в каждом резонаторе будет иметь место пучность тока (а в щели между ними пучность напряжения). Тогда петля связи, установленная в любом из резонаторов, всегда находится в пучности магнитного поля. Электрические и магнитные поля соседних резонаторов будут всегда направлены в данный момент в противоположные стороны, как показано на рис. 102, *б*.

Противофазные колебания являются основными рабочими колебаниями магнетрона, и для их получения число резонаторов в анодном блоке всегда должно быть четным. При противофазных колебаниях достигается такое взаимодействие электронов с электромагнитными полями резонаторов, когда электроны, движущиеся в пространстве взаимодействия, будут встречать у щелей максимальное тормозящее поле и непрерывно отдавать ему свою энергию.

Недостатком противофазных колебаний является приближение колебаний соседних частот к колебаниям основной частоты, в результате чего появляется многоволновость и работа магнетрона делается неустойчивой (появляются скачки частоты и снижается к. п. д.).

Для увеличения разности между основной частотой и частотами соседних колебаний вводят дополнительную связь между резонаторами в виде одного или двух колец из проводников (связки), расположенных на торцах анодного блока (см. рис. 101). Лучшие результаты получаются при двойной кольцевой связке, позволяющей разнести частоты колебаний, близкие к основной частоте, не менее чем на 5—10%, что достаточно для нормальной работы колебательной системы магнетрона.

Действие связок заключается в том, что усиление связи между резонаторами приводит к увеличению разности между собственными частотами колебаний, как в обычной системе из связанных контуров.

В магнетронах, работающих в диапазоне 10—30 *см*, применяются связки в виде круглых или прямоугольных проводников, соединяющих сегменты блока. В трехсантиметровом диапазоне использование связок конструктивно неудобно из-за малых размеров анодного блока. Кроме того, наличие связок приводит к значительному увеличению потерь, которые возрастают пропорционально квадрату частоты.

Для разноса частот соседних колебаний на волнах $\lambda \leqslant 3$ *см* применяют разнорезонаторные магнетроны, в которых чередуются резонаторы различной формы и величины, при этом собственные частоты резонаторов и соседние частоты будут значительно отличаться друг от друга и от основных колебаний.

Катод магнетрона. Для получения больших мощностей катоды магнетронов должны обладать большой удельной эмиссией (до 50—100 *а/см²*), которая возможна только в оксидных катодах, применяемых в импульсных магнетронах.

В магнетронах, работающих в непрерывном режиме, используются не оксидные, а торированные катоды, имеющие большой срок службы.

Особенности работы катода заключаются в бомбардировке его поверхности электронами, вылетевшими из него в фазе, при которой они ускоряются переменным электрическим полем резонаторов и падают на катод. Во время этого процесса происходят два характерных явления. Во-первых, электроны, отдавая свою энергию, сильно разогревают катод (энергия, отдаваемая электронами катоду, составляет до 20% выходной мощности), и, во-

вторых, электроииая бомбардировка катода прнводнт к значнтельной вторичиой эмнссни, повышает общнй аиодный ток, снижая срок службы катода. Для предотвращения перегрева катода в моменты возбуждення магнетрона необходимо понижать нли совсем выключать напряженне накала при возбуждении.

В процессе эксплуатации магнетронов наблюдается нскренне, которое особенно снльно в начале и конце срока службы катода. Искрение заключается в появленнн газового разряда в результате выделення остатков газов из анода н катода. В моменты разряда пронсходит резкое увеличение тока магнетрона, прнводящее к разрушению оксидного слоя катода. Искренне обнаруживается по броскам среднего значения анодного тока магнетрона.

Искреиию способствуют резкие изменеиия работы катода, нмеющие место прн нзмененнн длительностн нмпульса, а также уменьшение эмнссин катода. Чтобы уменьшить искрение, катоды новых магнетронов предварнтельио «тренируют», включая на работу прн поннжеином аиодиом напряжеиии. Кроме того, для этой же целн стремятся увеличить проводнмость оксндного слоя с помощью металлических примесей.

Принцип действня магнетрона. В работающем магнетроие взаимодействие постоянного электрического поля анода, постоянного магнитного и переменного электромагнитного полей резоиаторов с двнжущнмся к аноду объемным электронным зарядом приводит к группнрованию объемного заряда, образующего ряд уплотиений («спнц»), чнсло которых завнснт от колнчества резонаторов н внда колебаний. Уплотнення заряда непрерывно двнжутся с угловой частотой электромагнитного поля резонаторов н прн противофазных колебаннях одновременно проходят плоскости пазов в моменты, когда электрическое поле под пазами достигает максимального тормозящего значення. В этот момент происходит иаибольшая отдача энергни электронов полю резоиаторов, в которых поддержнваются незатухающне колебаиня. Основным условием поддержаиия колебанни является сннхроинзм двнжеиня электронных уплотнеиий вдоль катода с частотой поля резонаторов, т. е. необходнмость соблюдения указаниого выше требовання, чтобы уплотиеиия электроиов проходнлн пазы в моменты, когда под нимн нмеется макснмальиое тормозящее поле.

Прежде чем перейти к объяснению такого характера движения и группирования объёмного заряда, напомним основные законы движения электрона в электрическом и магнитном полях.

При движении электрона в электрическом поле по направлению силовых линий или против них происходит торможение или ускорение электрона.

В случае движения электрона под углом к силам поля траектория движения вследствие взаимодействия силы инерции движущегося электрона и сил электрического поля искривляется и при наличии постоянного и равномерного поля электрон будет двигаться по параболе, как горизонтально брошенное тело в поле земного тяготения.

Двигаясь в ускоряющем поле, электрон приобретает дополнительную энергию за счет энергии поля, и его скорость увеличивается. В тормозящем поле электрон отдает свою энергию полю.

Электрон, движущийся в постоянном магнитном поле, можно рассматривать как элементарный электрический ток, что позволяет воспользоваться известным законом электротехники, определяющим величину и направление силы $\overline{F}_{\text{М}}$, действующей на движущийся заряд:

$$F_{\text{М}} = |\overline{F}_{\text{М}}| = evB\sin\alpha, \qquad (115)$$

где $F_{\text{М}}$ — сила, действующая на электрон с зарядом e;
v — начальная скорость электрона;
B — магнитная индукция.

Направление силы $\overline{F}_{\text{М}}$ определяется по правилу векторного произведения двух векторов $\overline{v}$ и $\overline{B}$.

Векторным произведением называется вектор, численно равный произведению величин составляющих векторов на синус угла между ними и перпендикулярный плоскости, в которой лежат эти составляющие. Направление векторного произведения совпадает с поступательным движением правого винта при вращении первого вектора ко второму по кратчайшему расстоянию (рис. 103, *а*). В данном случае, поскольку в формулу (115) входит отрицательный заряд $-e$, направление будет противоположно векторному произведению $\overline{v}$ и $\overline{B}$.

Если электрон влетает в магнитное поле вдоль магнитных силовых линий, то его скорость и направление

движеиия ие изменяются, так как $\overline{F}_{\text{M}} = 0$. При движении электроиа перпендикулярно $\overline{B}$ $\sin\alpha = 1$ и сила, действующая иа электрои, будет максимальиа: $F_{\text{M}} = evB$.

Вследствие нормального взаимного расположеиия иачальиой скорости $\overline{v}$ и $\overline{F}_{\text{M}}$ электрои начнет измеиять на-

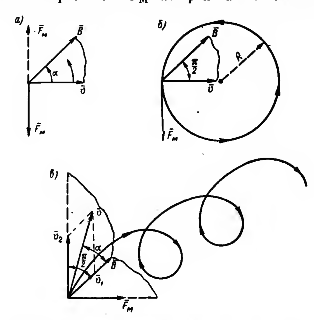


Рис. 103. Движение электронов в магиитном поле: *а* — определение направлеиия действия силы $\overline{F}_{\text{M}}$; *б* — траектория электроиа при $\overline{v} \perp \overline{B}$; *в* — траектория электрона, когда угол между $\overline{v}$ и $\overline{B}$ меньше 90°.

правление движеиия, двигаясь по окружности, величина же скорости не измеиится.

На рис. 103, *б* показана траектория электрона при таком движении. Радиус окружиости R, по которой будет двигаться электрон, определяется из равенства силы F_{M} центробежной силе $F = \frac{mv^2}{R}$, т. е. $evB = \frac{mv^2}{R}$, откуда

$$R = \frac{m}{e}\frac{v}{B}.$$

Радиус траекторни электрона зависит от его начальной скорости и велнчины магнитной индукции B. Чем меньше скорость электрона и чем выше нндукцня поля, тем меньше радиус траекторни электрона. Угловая скорость вращення электрона, называемая *циклотронной частотой*, равна

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{\frac{2\pi R}{v}} = \frac{e}{m} B,$$

где $T = \frac{2\pi R}{v}$ — пернод двнження электрона.

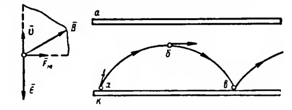


Рис. 104. Траектория движения электрона при одновременном действии взаимно перпендикулярных постоянных электрического и магнитного полей (магнитное поле направлено за плоскость чертежа).

Цнклотронная частота завнснт от магннтной нндукцни и не зависит от скоростн электрона.

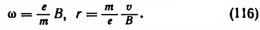
Прн движеннн электрона под углом к направленню поля, не равном 90°, электрон перемещается по вннтовой лнннн под влняннем двух составляющнх скоростн: $\overline{v}_1$ н $\overline{v}_2$. Первая совпадает по направленню с $\overline{B}$, а вторая перпенднкулярна ей (рнс. 103, *в*).

Прн двнженнн электрона в одновременно действующнх электрнческом поле $\overline{E}$ н нормальном ему магннтном $\overline{B}$ [как, напрнмер, в плоском дноде с магннтным полем (рис. 104)] электрон перемещается по цнклонде, т. е. по кривой, которую опнсывают точкн круга, двнжущегося без скольжения по катоду.

Нанбольшее нскрнвленне траекторнн магннтным полем получается по мере ускорення электрона, так как прн этом увелнчнваются его скорости и снла $\overline{F}_M$. В точке *б* эта снла достнгнет макснмума н затем начнет отклонять электрон к катоду, в результате в точке *в* электрон попадает на

катод с иулевой скоростью, поскольку энергия, полученная электроном иа участке *аб* его траектории, отдается им электрическому полю при торможении иа участке *бв*. Затем иачиется второй цикл движеиия.

Расчеты движеиия электроиа позволяют получить частоту движения и раднус круга циклоиды



$$\omega = \frac{e}{m} B, \; r = \frac{m}{e} \frac{v}{B}. \qquad (116)$$

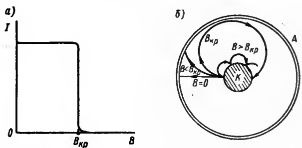


Рис. 105. Зависимость тока и траектории электроиов в цилиндрическом диоде от магнитиой индукции: *а* — зависимость тока диода от магнитиой индукции; *б* — траектория электроиов при различных величинах магнитиой индукции.

Скорость перемещення центра круга зависит от соотношення сил электрнческого и магнитиого полей

$$v_{п} = \frac{E}{B} \qquad (117)$$

и является средней скоростью движення электроиов вдоль катода. При перемещеиии большого числа электронов образуется объемиый заряд, который движется параллельио катоду.

В цилиндрическом диоде с магнитным полем ($\overline{B} \perp \overline{E}$), как н в плоском диоде, электроны двнжутся вдоль катода по циклическим траекториям, блнзкнм к эпициклоидам, которые образуются точками круга, катящегося вдоль цилиндрического катода без скольжеиия. Раднус этого круга, циклотроииая частота и скорость переноса определяются уравненнями (116) и (117).

Найдем зависимость анодного тока диода от величины магнитной индукции B при $E = \text{const}$. Из рис. 105, *а*

видно, что существует определенная (критическая) индукция $B_{кр}$, при которой анодный ток диода прекращается. При $B < B_{кр}$ анодный ток постоянен, так как электроны не успевают пройти полную циклическую траекторию и попадают на анод A, не закончив ее.

При $B = B_{кр}$ электроны описывают наиболее длинную траекторию, не касаясь анода, а при $B > B_{кр}$ анодный ток прекращается, потому что электроны в своем циклическом движении не будут достигать анода. Магнитное поле меняет только траектории движения электронов и скорость переноса $v_п$ вдоль катода K. Траектории электрона при различных величинах индукции показаны на рис. 105, *б*.

Рассмотрим движение электронов в многокамерном магнетроне и взаимодействие объемного заряда с переменным электрическим полем резонаторов, которое в основном сконцентрировано в пазах и частично заходит в область взаимодействия (рис. 106). При противофазных колебаниях направления электрических сил поля в данный момент времени в соседних резонаторах будут противоположны друг другу $\left(n = \frac{N}{2},\ \varphi = \pi\right)$. Электрические силы переменного поля направлены по касательным к указанным на рис. 106 силовым линиям. Поэтому их можно представить в виде двух составляющих: радиальной E_r, направленной по радиусу и совпадающей (или противоположной) с направлением постоянного поля анода, и тангенциальной E_t, направленной по касательной к окружности, параллельной аноду. Радиальная составляющая всегда максимальна в плоскости середины сегментов резонаторов P и равна нулю в плоскости середины пазов Q. В противофазных колебаниях она образует стоячую волну напряжения ввиду того, что максимумы в любой момент времени находятся в указанных плоскостях. Тангенциальная составляющая поля максимальна в плоскости Q (середина паза) и стремится к нулю в плоскости P. Очевидно, что при противофазных колебаниях тангенциальная составляющая также образует стоячую волну.

Определим влияние этих составляющих поля на электроны, перемещающиеся по окружности, параллельной катоду, со средней скоростью переноса, не уточняя для упрощения форму их реальных траекторий.

Электроны *1*, *2* и *3* находятся под действием различных по величине тормозящих сил тангенциальной составля-

ющей и отдают свою энергию полю. Максимальная отдача наблюдается у электрона 2, который проходит середину паза при максимальном значении тормозящего поля, а электроны 1 и 3 отдают меньшую энергию. Если скорость переноса электронов будет такой, что они перейдут в положение 1', 2' и 3' в то время, когда поле во втором пазе также

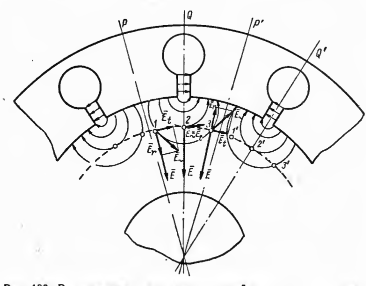


Рис. 106. Распределение электрических полей в пространстве взаимодействия при противофазных колебаниях.

окажется тормозящим, то электроны опять отдадут свою энергию полю и т. д. Очевидно, это произойдет тогда, когда время пролета электронов от плоскости Q до Q' будет равно половине периода высокочастотных колебаний (для противофазных колебаний).

В общем случае время переноса электронов между пазами должно равняться времени изменения фазы φ соседних колебаний:

$$t_{п} = t_0 = \frac{\varphi}{2\pi} T = \frac{n}{N} T,$$

где $t_{п}$ — время пролета между пазами;

t_0 — время изменения фазы колебаний в соседних резонаторах;

T — период высокочастотных колебаний n-го порядка.

При $n = \frac{N}{2}$ $(\varphi = \pi)$

$$t_п = t_0 = \frac{1}{2} T.$$

Такое двнженне электронов, необходимое для непрерывной отдачи энергин, наблюдается прн определенной скоростн переноса v_0. Эту скорость можно прнблнженно определить, зная время t_0 и расстоянне между осямн пазов l_0 по средней окружности с раднусом $r_0 = \frac{1}{2}(r_а + r_к)$

$$l_0 = \frac{\pi(r_а + r_к)}{N},$$

где $r_а$ — радиус анода,

$r_к$ — радиус катода,

$$v_0 = \frac{l_0}{t_0} = \frac{\pi(r_а + r_к)}{nT}.$$

Для противофазных колебаний $n = \frac{N}{2}$ н

$$v_0 = \frac{2\pi(r_а + r_к)}{NT}.$$

Скорость v_0 должна быть равна средней скорости переноса $v_п$, т. е.

$$\frac{2\pi(r_а + r_к)}{NT} = \frac{E}{B}. \qquad (118)$$

Уравненне (118) позволяет определить необходимое для нормальной работы магнетрона соотношенне между напряженностью электрнческого поля н магннтной нндукцией, прн котором наблюдается сннхронное двнжение электронного потока и поля.

Прнблнженно счнтая электрнческое поле анода равномерным, получим

$$E_а \approx E(r_а - r_к) \text{ или } E_а \approx \frac{\pi(r_а^2 - r_к^2)}{nT} B.$$

Анодное напряженне $E_а$ называется *пороговым* для данного внда колебанні. Для протнвофазных колебанні $n = \frac{N}{2}$ н

$$E_а \approx \frac{2\pi(r_а^2 - r_к^2)}{N} fB \qquad (119)$$

Чем выше порядок колебаний (чем больше n), тем прн меньшем анодном напряженнн возинкают колебаиия, прнчем анодные напряжеиия, вызывающие колебания, в меньшей степеин отлнчаются одно от другого. Это следует учнтывать, так как нестабильиость аиодного напряжения может прнвести к переходу от одиого вида колебаний к другому, а также к скачкам частоты и мощностн.

Рассмотрнм действне радиальной составляющей поля на электроны *1*, *2* н *3* (рнс. 106). Эта составляющая меияет свое направлеине, проходя плоскость Q. Действуя на электроны, находящнеся в пространстве между плоскостямн P и Q, она будет увелнчнвать скорость переиоса тем сильнее, чем блнже положение электронов к плоскости P. За плоскостью Q раднальная составляющая умеиьшает поле аиода н скорость переиоса. Результнрующее измененне скоростн переноса завнснт от велнчины поля в моменты прохождеиия электронамн областн паза.

Электрон *3*, опережая электрон *2*, подходнт к плоскостн Q в тот момент, когда снла поля еще ие достнгла максимума, раднальная составляющая мала и ее ускоряющее действне на электрон невелнко. Дальнейшее двнжение электроиа *3* на участке между плоскостямн Q и P пронсходнт прн максимальном значеини иапряжеииости и тормозящее действие радиальной составляющей будет больше. Следовательио, электроны, опережающне электрон *2*, двнжутся под пазом с замедленнем нз-за действня раднальной составляющей, уменьшающей скорость переноса, н прнблнжаются к электрону *2*. Последннй проходнт середнну паза при максимальиом значеннн поля, когда действне радиальной составляющей меняется мало, а скорость переноса этого электрона вообще не меняется. Электрои *1*, отстающнй от электрона *2*, подходит к плоскости Q прн максимальном значеини поля, а за плоскостью Q будет двнгаться прн уменьшающемся поле. Действие раднальной составляющей, увелнчнвающей скорость переноса в первой фазе двнжения, будет снльиее тормозящего действня во второй, и этот электрон получит ускоренне, прнблнжаясь к электрону *2*. Такнм образом, действне раднальной составляющей приводит к фазовой фокуснровке электронов под пазом в виде своеобразиой спицы, имеющей большую плотиость объемного заряда н проходящей под пазом при максимальиом зиачеиии высокочастотиого поля. Число

таких сгустков электронов зависит от числа резонаторов и равно $\frac{N}{2}$.

Траектория электронов в объемном заряде представляет собой ряд циклических кривых, на протяжении которых электрон, удаляясь от катода, отдает свою энергию, полученную за счет ускоряющего поля анода, тангенциальному переменному полю. В конце концов электрон при движении по одной из последующих петель попадет на анод и отдаст ему оставшуюся энергию, которая превратится в тепло. Электроны, вылетевшие из катода при ускоряющей фазе тангенциальной составляющей, получат дополнительное ускорение под действием переменного поля, их траектория будет более крутой, и они попадут на катод в первом же цикле движения. Примерные траектории электронов и характер объемного заряда даны на рис. 107.

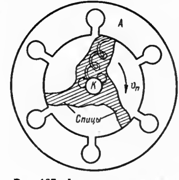


Рис. 107. Форма пространственного заряда в магнетроне при генерации.

Движение электронов к аноду и появление анодного тока в возбужденном магнетроне происходят при индукции, превышающей критическую. Срыв колебаний прекращает ток.

Параметры и характеристики магнетрона. К основным параметрам магнетронов относятся полезная мощность, к. п. д., частота колебаний и ее стабильность, длительность и частота следования импульсов и др. Большое влияние на работу магнетрона оказывают величины анодного напряжения и магнитной индукции (определяющие скорость переноса и к. п. д.), а также факторы, характеризующие качество работы магнетрона.

Работа магнетрона определяется рабочими и нагрузочными характеристиками. Под рабочими характеристиками подразумевают зависимость основных параметров магнетрона от величины индукции и постоянного анодного тока. Эти характеристики в виде семейств кривых зависимости $E_а = \varphi(I_а)$ при постоянных значениях индукции B,

полезной нагрузки, общего к. п. д. η и частоты изображены на рис. 108. Кривые для постоянной индукции (рис. 108, *а*) имеют два резко выраженных участка: крутой начальный, который не снимают из-за быстрого нарастания колебаний, и пологий, указывающий на сильное влияние анодного напряжения на ток. Закономерное расположение характеристик при равных изменениях B свидетельствует о справедливости уравнения (118), указывающего на постоянство скорости переноса при данной частоте возбуждения.

По приведенным характеристикам можно определить эквивалентные статическое $R_{м.\,с}$ и динамическое $R_{м.\,д}$ сопротивления магнетрона, подобные сопротивлению диода постоянному и переменному току,

$$R_{м.\,с} = \frac{E_а}{I_а}; \quad R_{м.\,д} = \frac{\Delta E_а}{\Delta I_а} \quad \text{при } B = \text{const}.$$

Снижение статического сопротивления позволяет уменьшить анодное напряжение при сохранении величины заданной мощности. Действительно, полезная мощность магнетрона в нагрузке

$$P_{\sim} = \eta P_0,$$

где η — общий к. п. д. магнетрона;
$P_0 = E_а I_а$ — подводимая мощность.

Так как $R_{м.\,с} = \frac{E_а}{I_а}$, то

$$P_{\sim} = \eta \frac{E_а^2}{R_{м.\,с}}. \tag{120}$$

Динамическое сопротивление магнетрона характеризует изменение тока при небольших изменениях анодного напряжения. Это сопротивление значительно меньше статического (порядка нескольких десятков ом).

По кривым постоянной мощности (рис. 108, *б*) можно судить об увеличении мощности с ростом $E_а$ или тока $I_а$, а по кривым постоянного к. п. д. (рис. 108, *в*) — об увеличении к. п. д. с ростом анодного напряжения при $I_а = \text{const}$ вследствие увеличения полезной мощности.

При постоянном $E_а$ и изменении тока эта зависимость к. п. д. усложняется: при малых токах к. п. д. сначала увеличивается, достигает максимума и затем уменьшается.

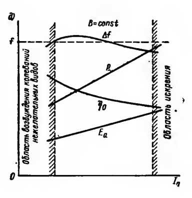


Рис. 108. Рабочие характеристики магнетронного генератора: а — $E_a=\varphi(I_a)$ при B = const; б — $E_a=\varphi(I_a)$ при $P_\sim$ = const; в — $E_a=\varphi(I_a)$ при η = const; г — $E_a=\varphi(I_a)$ при f = const; д — при пакетированной конструкции с постоянным магнитным полем.

Такая зависимость объясняется сложным влиянием на полезную мощность н к.п. д. фазовой фокусировкн и других процессов взаимодействия электронов с высокочастотным полем. При малых токах (а следовательно, и малом переменном поле) к. п. д. уменьшается за счет слабой фазовой фокусировки и небольшой плотности объемного заряда у пазов. Увелнчение к. п. д. с увеличением тока, вызванное более эффективной фазовой фокуснровкой, замедляется и совсем прекращается прн больших токах, когда фокуснровка нейтралнзуется н нарушается увеличением сил взаимного отталкивания электронов в объемном заряде. С увеличением тока будут также расти потери в резонаторах, что еще более снижает к. п. д.

Крнвые постоянной частоты показывают, как изменяется генерируемая частота с увеличеннем тока при постоянной индукции. Увеличение частоты с ростом тока вызвано тем, что из-за необходнмостн повышения анодного напряжения увеличнвается отношение $\frac{E_a}{B}$, а следовательно, и скорость переноса $v_п$ [см. (117)]. Прн больших токах I_a генерируемая частота несколько снижается. Изменения частоты имеют большое значение для импульсных магнетронов, так как позволяют судить о влиянии на нее формы анодного напряжения и выбрать рабочнй режим с большей стабильностью частоты. Рассмотренные изменения частоты относительно малы (до 0,3—0,4%).

Рабочие характеристики сильно упрощаются в некоторых тнпах магнетронов, магнитная снстема которых конструктивно входит в магнетрон, и величина напряженности магннтного поля устанавливается постоянной (пакетированные конструкцни). В этом случае характернстикн можно представнть в виде завнсимостей E_a, $P_\sim$, η и Δf от тока I_a при $B = \text{const}$ (рис. 108, *д*).

При малых анодных токах полезная мощность снижается и работа магнетрона делается неустойчивой: появляется возбужденне нежелательных колебанний.

Прн большнх токах мощность возрастает, но при этом снижается к. п. д. вследствие увеличения мощностн рассеяння в анодном блоке, перегружается катод магнетрона и появляется искрение, что недопустимо.

В магнетронном генераторе различают три значения к. п. д.: общий η, электронный $\eta_э$ н колебательной системы $\eta_к$.

Общий к. п. д.

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \eta_э \eta_к. \quad (121)$$

Электронный к. п. д. характеризует преобразование энергии постоянного поля в энергию высокочастотного поля. Он определяется отношением высокочастотной мощности $P'_{\sim}$, развиваемой в резонаторах, к мощности, потребляемой от источника анодного питания $P_0 = E_a I_a$:

$$\eta_э = \frac{P'_{\sim}}{P_0}.$$

Электронный к. п. д. зависит от соотношения критической и рабочей индукции и будет тем больше, чем выше рабочая индукция по отношению к критической

$$\eta_э \approx 1 - \left(\frac{B_{кр}}{B}\right)^2, \quad (122)$$

т. е. чем меньше радиусы эпициклоид электронов.

К. п. д. колебательной системы определяется отношением мощности, затраченной в полезной нагрузке, к полной мощности в резонаторах:

$$\eta_к = \frac{P_{\sim}}{P'_{\sim}}$$

и зависит от потерь в резонаторах, связи и согласованности колебательной системы с нагрузкой.

Рабочие характеристики снимаются при постоянной нагрузке.

Нагрузочные характеристики определяют зависимость мощности и частоты от величины полезной нагрузки. В передатчике резонатор магнетрона связывается с фидерной (волноводной) линией, передающей энергию антенне.

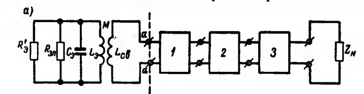
На рис. 109, *а* изображены эквивалентная упрощенная схема связи с нагрузкой, в которой резонатор заменен контуром с эквивалентными параметрами.

Если эквивалентные индуктивность и емкость определяются эквивалентными параметрами одиночного резонатора, то полное эквивалентное сопротивление контура $R_э$ (рис. 109, *б*) учитывает активные потери в собственно резонаторе и влияние на резонатор движущегося электронного потока в пазу. Электронный поток наводит в резонаторе

высокочастотный ток и создает в пазу высокочастотное напряжение, в результате чего возникают дополнительные потери, учитываемые электронным сопротивлением

$$R_{эл} = \frac{U_{mp}}{I_{mp}},$$

где U_{mp}, I_{mp} — амплитуды высокочастотного напряжения и тока в резонаторе.



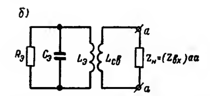


Рис. 109. Эквивалентные схемы колебательной цепи магнетрона и нагрузки: *а* — полная; *б* — с заменой нагрузки входным сопротивлением.

Полное эквивалентное сопротивление контура

$$R_{э} = \frac{R_{эл} R_{э}'}{R_{эл} + R_{э}'},$$

где $R_{э}' = \frac{\rho^2}{r}$ — эквивалентное сопротивление, обусловленное собственными потерями в резонаторе.

Электронное сопротивление резонатора не зависит от частоты, нагрузки и в общем случае может иметь комплексный характер.

С контуром индуктивно связано (петлей связи $L_{св}$) выходное устройство *1*, выполняющее функции трансформатора сопротивлений. Выходное устройство и главная линия передачи энергии *2* связаны между собой. Главная линия и антенна согласуются с помощью устройства *3*. Схему рис. 109, *а* можно упростить, полагая, что в правой

части (за точками a, a) выполнено полное согласование и стоячне волны отсутствуют. Здесь правую часть можно заменнть некоторой эквнвалентной иагрузкой $Z_н$, равной входному сопротнвлеиию в точках a, a (рис. 109, *б*).

Расчеты показывают, что входиое сопротивление в точках a, a завнснт от актнвной н реактнвиой составляющих нагрузки $Z_н$, т. е. от характера волновых процессов в тракте передачн и коэффнцнента отраження p, определяемого соотиошением отражеиных и падающих воли в линии. Прн $p = 0$ в лнннн наблюдается чнсто бегущая волна и $z_A = \rho_ф$, прн $p = 1$ в линии существуют только стоячне волны.

Коэффнцнент отраження выражают через коэффнциент стоячей волны (КСВ), равный отношению максимального н мнннмального напряженнй в лнннн:

$$КСВ = \frac{U_{max}}{U_{min}};$$

$$p = \frac{КСВ - 1}{КСВ + 1};$$

Рис. 110. Нагрузочные характеристнкн магнетрона.

p является комплексной величиной, и его фаза зависит от характера нагрузкн:

$$\bar{p} = p_1 + jp_2 = pe^{-j\varphi},$$

где φ — фаза коэффнцнента отраження.

Фазу коэффициента отраження можно определнть как расстояние первого миннмума стоячей волны от нагрузкн:

$$\varphi = \frac{2\pi x_1}{\lambda}.$$

На практике φ измеряют от фланца магнетрона, к которому подключается передающая лнння.

Возможность быстрого и простого нзмерення КВС позволяет снимать и нзображать иагрузочные характернстнкн в поляриой системе коордннат с радиусом-вектором, равным p, и полярным углом φ. На рнс. 110 даны типовые нагрузочные характеристнкн магнетрона в виде лнннй

постоянной частоты и мощности. Линии постоянной частоты показывают не значение частоты, а ее отклонение, вызванное изменением нагрузки (так называемое *затягивание* частоты). Затягивание частоты магнетрона численно характеризуется коэффициентом затягивания и равно отклонению частоты при $p = 0{,}2$ и изменении полярного угла φ от нуля до 360°. На рис. 110 коэффициент затягивания равен ± 5 *Мгц*.

Окружности на нагрузочных характеристиках представляют собой геометрическое место рабочих точек при постоянном коэффициенте отражения и изменении его фазы. Таким образом, изменение только фазы отражения уже приводит (при $|p| = \mathrm{const}$) к изменению как полезной мощности, так и генерируемой частоты. При этом и $P_{\sim}$ и f окажутся периодическими функциями фазы. Центр диаграмм определяется рабочей точкой, соответствующей полному согласованию ($p = 0$), когда частота и мощность имеют номинальное значение и отклонение частоты равно нулю ($\Delta f = 0$).

По нагрузочным характеристикам можно судить о влиянии согласования магнетрона с нагрузкой на частоту генерируемых колебаний и полезную мощность. С увеличением полезной мощности даже незначительные изменения фазы коэффициента отражения приводят к большей нестабильности частоты, так как линии постоянной частоты сгущаются в области больших мощностей. По нагрузочным характеристикам можно также выбрать нужное согласование, обеспечивающее заданную полезную мощность и генерируемую частоту.

Стабильность частоты магнетронного генератора. Стабильность частоты магнетронного генератора, работающего в импульсном режиме, характеризуется медленными изменениями частоты в интервале между импульсами и быстрыми — во время генерации импульса. Эти изменения вызываются: 1) нестабильностью режима работы (тока, анодного напряжения или индукции); 2) изменением нагрузки (затягиванием); 3) температурными влияниями на анодный блок; 4) несогласованностью нагрузки.

Медленные изменения частоты не искажают частотного спектра колебаний. Быстрые изменения частоты в процессе генерации импульсов приводят к скачкообразным изменениям характера спектра излучения вследствие перехода с одного вида колебаний на другой, несогласованности

иагрузки, нзмеиеия тока магиетрона I_a н т. д. Прн скачкообразиом измеиеиин частоты частотиый спектр расшнряется и искажается.

К мерам повышеиия стабильности (кроме автоподстройки медлеиных уходов частоты) отиосятся улучшеиие согласоваиия в лннии (умеиьшеиие p), облегчеине температуриого режима аиодного блока, а также нспользоваиие резоиаторов с высокой добротиостью.

Настройка магиетроиа. Для повышеиия помехозащищеииости работы стаиций н уменьшения взаимных помех желательио примеиять диапазоиные генераторы СВЧ. Осиовным иедостатком магиетроиа как геиератора СВЧ является тесиая связь его коиструктивиых н электрических параметров. Всякое измеиение геометрических размеров приводит к измеиеиию электрических параметров, поэтому разработка настраиваемых магиетроиов затрудиеиа.

В иастоящее время нспользуются два способа иастройки магиетроиов: механический и электронный. При мехаиической иастройке геиерируемая частота нзмеияется введеиием в полость резоиаторов металлнческих дисков или поршией. При снмметричиой мехаиической иастройке иастраиваются все резоиаторы блока, и диапазои иастройки достигает 10—50% от иесущей частоты (в зависнмости от длииы волны). При иесимметричиой настройке настраивается одии резонатор или используется дополиительиый, связаииый с одиим нз резоиаторов аиодного блока.

Электроииая иастройка достигается измеиеиием плотиости электроиного луча в магиетроие электрическими методами.

В иастоящее время появилнсь зиачительио усовершеиствоваиные коиструкции диапазоииых магнетронов. Перестройка их осуществляется умеиьшеиием добротности резоиаторов и ограиичеиием режима катода; мощиость такнх магиетронов оказывается иебольшой.

Магиитиая система магнетроиа. Для иормальиой работы магиетроиа иеобходимо иаличие сильиого магиитиого поля с ннду кцией до 0,8 тесла (или 8000 *гс*). Для создаиия такой иидукции примеияют постоянные магниты из специальных сплавов нлн нспользуют пакетированную коиструкцню, полюсиые наконечникн которой входят в магиетрои, умеиьшая воздушиый зазор, а следовательно, вес н габариты магнитной снстемы. Пакетнроваииые коиструкцин

в основном применяются в трехсантиметровом диапазоне волн.

Высокочастотный блок магнетронного передатчика РЛС. В радиолокационных станциях антенна связана с магнетроном фидером или волноводом. Вращение антенны требует специальных вращающихся сочленений. При работе с одной антенной необходимо предусмотреть защиту приемника при прохождении мощного зондирующего импульса передатчика. Это обусловливает исполь-

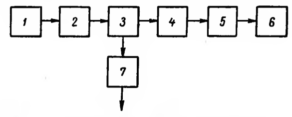


Рис. 111. Блок-схема высокочастотного блока магнетронного передатчика РЛС с антенно-фидерной системой.

1 — модулятор; *2* — магнетрон; *3* — антенный переключатель; *4* — линия передачи; *5* — вращающиеся сочленения; *6* — антенна; *7* — высокочастотный блок приемника.

зование антенного переключателя. Блок-схема передающей части РЛС представлена на рис. 111.

В диапазоне сантиметровых волн в качестве канализирующих устройств применяются волноводы, а в 10-сантиметровом диапазоне при импульсных мощностях $P_и$ до 100—200 *квт* — коаксиальные линии.

В высокочастотный блок радиолокационных передатчиков малой и средней мощности входят модулятор *1*, магнетрон с выходным устройством *2* и высокочастотная часть приемника *7*, состоящая из смесителя, гетеродина, предварительного усилителя промежуточной частоты и системы автоподстройки частоты гетеродина. Близкое расположение высокочастотной части приемника к волноводу позволяет уменьшить потери энергии при приеме слабого отраженного импульса. В передатчиках большой мощности (при $P_и > 100—200$ *квт*) модулятор выносят в отдельный блок.

Во время перехода электромагнитной энергии от магнетрона к антенне приходится преобразовывать характер

электромагнитного поля в волноводе. Магнетрон возбуждает в прямоугольном волноводе волну, несимметричную относительно продольной оси волновода. Эта волна превращается в симметричную с помощью стержня, расположенного в конце волновода, так как вращающее сочленение *5*, используемое для связи волновода с антенной, нормально работает только с симметричной волной. После сочленения происходит обратное преобразование.

§ 50. Генераторы на лампах бегущей волны (ЛБВ) и обратной волны (ЛОВ)

В последние годы появился новый тип электровакуумных приборов, получивший широкое распространение в современной технике усиления и генерирования колебаний сверхвысоких частот. Эти принципиально новые приборы были названы *лампами бегущей волны* (ЛБВ). В ЛБВ осуществлено относительно длительное взаимодействие сфокусированного электронного потока с высокочастотным электромагнитным полем. Это взаимодействие происходит в течение десятков и сотен периодов поля, причем в процессе взаимодействия пучок электронов модулируется от скорости (как и в клистронах) и отдает свою энергию, полученную за счет ускоряющего электрического поля источников питания, электромагнитной волне в результате чего происходит усиление энергии последней.

Особенностями усилителей на ЛБВ являются их большая широкополосность (рабочая полоса частот составляет 20—30% от средней частоты), низкий уровень шумов и большое усиление по мощности. При использовании ЛБВ в качестве генераторов не требуется резонансных колебательных систем, как в клистронах и магнетронах. Это позволяет строить генераторы широкого диапазона частот с электронной настройкой.

На рис. 112 представлено принципиальное устройство лампы бегущей волны. Лампа содержит три основных элемента: электронную пушку, состоящую из катода, фокусирующего электрода и системы анодов; замедляющий элемент в виде спирали, охватывающей электронный сфокусированный пучок электронов; коллектор, улавливающий электроны в конце их пути. Все эти элементы заключены в стеклянный баллон, внутри которого создан высокий вакуум. Снаружи вытянутая часть баллона

помещена в металлический экран с двумя волноводными или коаксиальными переходами. Поверх экрана располагается магнитная фокусирующая система (система постоянных магнитов или соленоид), образующая продольное магнитное поле, дополнительно фокусирующее электронный пучок по оси лампы.

Электронная пушка создает узкий пучок электронов с помощью специального фокусирующего электрода и од-

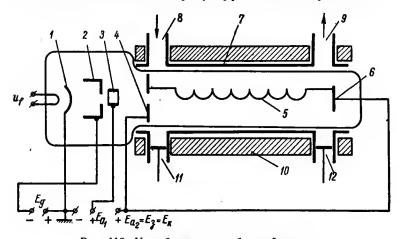


Рис. 112. Устройство лампы бегущей волны.

1 — катод; *2* — фокусирующий электрод; *3, 4* — система анодов; *5* — замедляющая спираль; *6* — коллектор; *7* — экран; *8* — волноводный вход; *9* — волноводный выход; *10* — соленоид; *11, 12* — согласующие элементы.

ного-двух анодов в виде диафрагм или цилиндров с отверстиями для пропуска луча. На фокусирующий электрод подается (относительно катода) небольшое отрицательное напряжение в несколько вольт, на первый анод — положительное напряжение в несколько десятков вольт, а на второй — порядка нескольких сотен или тысяч вольт.

Замедляющий элемент (спираль) электрически соединен со вторым анодом и коллектором и имеет постоянный потенциал последних. Энергия входного сигнала подводится через входной волновод *8* к входному концу спирали (ближайшему к катоду), а усиленная энергия снимается с волноводного выхода *9* у коллектора. Вместо волноводных входа и выхода могут быть использованы коаксиальные. При этом вход и выход замедляющей системы должны

быть согласованы с соответствующими волноводами или коаксиальными линиями (например, с помощью поршней *11* и *12*).

Принцип действия ЛБВ. Замедляющий элемент — спираль — образует с металлическим экраном коаксиальную линию, причем спираль является внутренним проводником, а экран внешним. При подаче высокочастотной энергии на входной конец спирали в линии спираль—экран возникнут электромагнитные колебания, которые в виде бегущей волны будут распространяться вдоль линии и в ее конце поступят в выходной согласованный с ней волновод. Одновременно с высокочастотным сигналом внутри спирали по ее оси пропускается сфокусированный электронный пучок.

Принцип действия ЛБВ заключается в таком взаимодействии электронного пучка с бегущей электромагнитной волной, при котором электронный пучок непрерывно отдает часть своей энергии волне, в результате чего энергия волны увеличивается и ее мощность, поступающая в выходной волновод, окажется больше мощности, поступившей на вход линии. Для осуществления такого взаимодействия необходимо уравнять скорости движения электронов пучка и электромагнитной волны.

Скорость электронного пучка после выхода из электронной пушки поддерживается постоянными потенциалами спирали и коллектора и зависит от потенциалов первого и второго анодов. Для обычных анодных напряжений до 1,5—2 *кв* эту скорость можно вычислить по формуле (108).

Если $E_а = 2$ *кв*, то скорость электронов $v_э = 2{,}7 \times \times 10^7$ *м/сек*, т. е. не превышает 0,1 скорости электромагнитной волны. При таком соотношении скоростей, когда скорость электромагнитной волны значительно больше скорости пучка электронов, взаимодействие пучка и волны оказывается весьма неэффективным. Для получения эффективного взаимодействия необходимо снизить скорость электромагнитной волны, что и достигается применением замедляющего элемента.

Когда электромагнитная волна проходит по спиральному проводу, то ее фазовая скорость вдоль витков провода почти равна скорости света c_0, поступательная же скорость распространения вдоль оси спирали уменьшается тем сильнее, чем выше отношение диаметра витка к шагу спирали. Величина, характеризующая замедление

поступательной скорости волны, называется *коэффициентом замедления*

$$k_з = \frac{c_0}{v_ф} \approx \frac{\pi D_в}{h}, \qquad (123)$$

где $v_ф$ — фазовая скорость волны вдоль оси;
$D_в$ — диаметр витка спирали;
h — шаг спирали.

Кроме указанного замедления фазовой скорости вдоль оси в спиральной коаксиальной линии внутри спирали появляется продольная (аксиальная) составляющая напряженности поля, направленная вдоль оси (в обычных линиях существует только поперечное поле).

При прохождении электронов вдоль оси спирали, когда по ней распространяется электромагнитная волна, происходит группирование электронов в сгустки. В начале спирали электроны пучка равномерно распределены вдоль оси; затем скорость электронов, попавших под действие отрицательной (тормозящей) полуволны продольного поля, снижается, а скорость электронов, попавших в положительную (ускоряющую) полуволну продольного поля, увеличивается; вследствие этого плотность электронного пучка сделается неравномерной и появятся сгустки электронов. Когда скорости электронного пучка и волны равны ($v_э = v_ф$), то электроны по всей длине спирали будут взаимодействовать с теми полуволнами продольного поля волны, в которые они попали при входе в поле. В результате торможения электроны, находящиеся в тормозящей полуволне поля, сближаются с электронами, ускоряющимися в предыдущей ускоряющей полуволне, образуя сгустки электронов в местах нулевого продольного поля, когда продольная составляющая напряженности меняет знак и из ускоряющей делается тормозящей.

На рис. 113 показан процесс группирования электронов пучка в сгустки.

В процессе взаимодействия электроны, попавшие в ускоряющее поле, увеличивают скорость за счет энергии волны, а электроны, находящиеся в тормозящем поле, теряют ее и отдают часть своей кинетической энергии полю. Так как число электронов, находящихся в ускоряющей и тормозящей полуволнах, примерно одинаково, а сгустки электронов группируются вблизи нулевого значения продольной составляющей, то усиления энергии волны (за

счет энергии электронов) не происходит и она постепенно затухает из-за потерь в линии.

Если скорость электронов, влетающих в линию, меньше осевой фазовой скорости волны ($v_э < v_ф$), сгустки электронов, полученные при группировании в начале линии, также будут двигаться медленнее волны, отстанут от нее и попадут в зону ускоряющего поля. В результате энергия волны будет уменьшаться, увеличивая кинетическую энергию электронов. Волна в линии будет затухать.

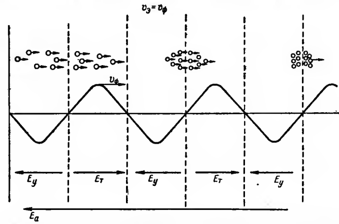


Рис. 113. Процесс группирования электронов в сгустки в лампах бегущей волны.

Если скорость электронов пучка (в следовательно, и их сгустков) будет несколько больше скорости волны ($v_э > v_ф$), то сгустки электронов переместятся в область тормозящего поля, так как число электронов, влетающих в тормозящую зону, будет больше числа электронов, вылетающих из нее. В результате энергия волны будет увеличиваться вдоль линии за счет кинетической энергии электронов и высокочастотная мощность на выходе станет больше входной.

Таким образом, усиление мощности в ЛБВ наблюдается только тогда, когда $v_э > v_ф$. Эффективность взаимодействия электронных сгустков и продольного поля волны будет тем больше, чем лучше сгруппированы электроны и чем больше величина напряженности поля в зоне торможения.

Величина продольной составляющей поля быстро убывает при увеличении расстояния от внутренней поверхности спирали, поэтому на усиление ЛБВ большое влияние оказывает соотношение размеров диаметров спирали и пучка электронов.

Для увеличения эффективности взаимодействия желательно, чтобы электронный пучок проходил по возможности ближе к поверхности спирали. Однако это потребует снижения диаметра спирали, приведет к недопустимому уменьшению коэффициента замедления и вызовет необходимость весьма жесткой фокусировки луча для уменьшения числа электронов, оседающих на спираль, и ее тока. Жесткая фокусировка значительно усложняет фокусирующие системы и конструкцию трубки, что нерационально.

Эффективность взаимодействия в значительной степени зависит и от частоты электромагнитной волны. На низких частотах длина электромагнитной волны $\lambda_0 = \frac{c_0}{f}$ будет приходиться на большее число витков спирали, в результате чего градиент продольной составляющей поля будет небольшим и эффективность взаимодействия снизится. При увеличении частоты длина волны будет располагаться на меньшем числе витков, градиент продольного поля увеличится, и эффективность взаимодействия возрастет. Дальнейшее увеличение частоты приводит к снижению градиента, поскольку длина витка становится соизмеримой с длиной волны, структура поля искажается, силовые линии будут замыкаться вокруг витка и продольная составляющая поля уменьшится. Это свидетельствует о существовании некоторой оптимальной частоты $f_{\text{опт}}$, на которой напряженность продольного поля E_z и эффективность взаимодействия максимальны. Этот максимум не является критичным, и эффективность взаимодействия будет высокой в широком диапазоне частот $\Delta f \approx (0{,}2\text{—}0{,}3)\ f_{\text{опт}}$.

Исследования ЛБВ показали, что коэффициент замедления спиральной линии зависит от частоты, поэтому фазовая скорость волны в линии будет различной на различных частотах. Эта зависимость фазовой скорости от частоты электромагнитных колебаний называется *дисперсией*. Дисперсия считается положительной, если с ростом частоты колебаний (уменьшением λ_0) фазовая скорость вдоль оси спирали уменьшается, и отрицательной, если фазовая скорость с ростом частоты увеличивается.

Так как ЛБВ работает в широком диапазоне частот, то волна, возбуждаемая в спиральной линии, будет слагаться из целого ряда составляющих, имеющих различные фазовые скорости. При данных геометрических размерах спирали, когда длина электромагнитной волны λ_0 соизмерима с длиной витка, волна последовательно проходит по проводу спирали, и в линии наблюдается значительное снижение фазовой скорости вдоль оси замедляющей системы. При этом длина волны вдоль оси уменьшается в $k_з$ раз:

$$\lambda_ф = \frac{v_ф}{f} = \frac{\lambda_0}{k_з}. \qquad (124)$$

При снижении частоты колебаний, когда длина волны λ_0 становится значительно больше длины витка ($\lambda_0 \gg D_в$), спиральная линия теряет свои замедляющие свойства и фазовая скорость $v_ф$ оказывается равной скорости c_0. В случае промежуточных соотношений между длиной волны λ_0 и диаметром витка фазовая скорость будет лежать между минимальным значением $v_ф$ и максимальным c_0.

При отсутствии электронного пучка в спиральной линии (как и в любой другой) возможно существование двух волн: падающей и отраженной (вследствие недостаточно полного согласования линии с выходным волноводом). Наличие электронного пучка приводит к появлению в линии новых электромагнитных волн, имеющих различные фазовые скорости и прямое и обратное направления движения. Появление составляющих обратного направления, двигающихся навстречу пучку, связано с процессом взаимодействия пучка и волны и не зависит от качества согласования линии на выходе и входе. Появление этих составляющих приводит к внутренней обратной связи в лампе и к возможности самовозбуждения усилителя. Для уменьшения этой связи при работе лампы в качестве усилителя обратную волну ослабляют, вводя поглощающие элементы в виде вставки из специальной керамики или слоя аквадага на баллоне лампы. Исследования показывают, что наличие поглощающей вставки в значительно большей степени ослабляет обратную волну, чем основную прямую.

Типы замедляющих систем. Характер волновых процессов в ЛБВ зависит от типа и структуры замедляющей системы. Спиральная замедляющая система теряет свои качества с увеличением частоты колебаний из-за необходимости уменьшения геометрических размеров спирали,

что приводит к увеличению затухаиия в лииии. При этом требуется увеличить ток пучка, в результате чего возрастает мощность рассеяиия иа элементах лампы и ухудшается ее тепловой режим. Для работы в диапазоне миллиметровых и иачала саитиметровых воли, а также при больших мощностях вместо спиралей примеияют другие замедляющие системы волноводиого типа. На рис. 114 показаиы

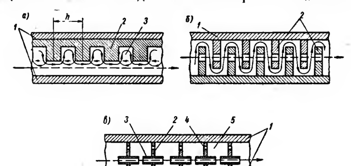


Рис. 114. Типы замедляющих систем ЛБВ:

а — гребенчатая: 1 — аолновод; 2 — металлнческий блок; 3 — поперечные пазы; б — встречные штырн: 1 — аолноаод; 2 — штыри с прорезями; в — цепочка связаниых объемных резоиаторов: 1 — волновод; 2 — диафрагма; 3 — трубка для пропуска электронного пучка; 4 — отаерстие саязи; 5 — объем, образующнй резонатор.

осиовиые типы этих систем. В иих электромагиитиая волиа движется вдоль изгибов проводящих стеиок со скоростью света c_0, электроииый же пучок проходит вдоль оси системы (пуиктиром показаио движеиие пучка, а сплошиой лииией — движеиие волны). Например, в гребеичатой системе электроииый пучок движется в зазоре между стеикой волиовода и гребенкой. Взаимодействие пучка и волиы происходит только в моменты прохождения пучка мимо поперечиых пазов (рис. 114, а). В замедляющей системе типа встречиых штырей электроииый луч движется в прорези штырей (рис. 114, б). В системе, состоящей из цепочки объемиых резоиаторов, связаииых через отверстия в диафрагмах, электроииый пучок пропускается через трубки в диафрагмах. Такая система примеияется в иаиболее мощиых лампах.

В отличие от спиральиых систем волиоводиые замедляющие системы являются периодическими: электроииый

пучок взаимодействует с волной не непрерывно, а периодически, пролетая участки с продольным электромагнитным полем волны. Замедленне волны в периодических системах, очевидно, зависит от количества пазов и их глубины. Расстояние между соседними пазами h (рис. 114, *а*) называется *периодом* замедляющей системы. В большинстве случаев период системы равен половине длины волны в продольном направленин:

$$h \approx \frac{\lambda_{\Phi}}{2},$$

поле в двух соседнних пазах направлено навстречу друг другу, и максимум продольной составляющей поля будет наблюдаться в центре паза.

Структура электромагннтного поля оказывается симметрнчной, когда $h \leqslant \frac{\lambda_{\Phi}}{2}$. При увеличении периода системы поле нскажается, поэтому различают два типа снстем: однородные $\left(h \leqslant \frac{\lambda_{\Phi}}{2}\right)$ и неоднородные $(h \approx \lambda_{\Phi})$. В однородных периодических системах (как и в непрерывных спиральных) дисперсионные свойства выражены слабо, и волна имеет одну величину фазовой скорости. В неоднородных системах вследствие искажения структуры волны дисперсионные свойства выражены более резко, и распространение волны происходит в определенных участках общего частотного спектра с разными фазовыми скоростями.

В результате фильтрующего действия периодической замедляющей системы электромагнитное поле будет представлять собой результат нитерференции (сложения) бесконечного ряда бегущих волн, характеризующихся следующей постоянной распространения:

$$\beta_n = \beta + \frac{2\pi n}{h}, \tag{125}$$

где $n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ — целое число, определяющее порядок гармоники;

$\beta = \frac{\omega}{v_{\Phi}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\Phi}}$ — постоянная распространения непрерывной спиральной линии с коэффицнентом замедления, равным коэффициенту замедления рассматриваемой периодической замедляющей системы.

Эти составляющие электромагнитного поля называются *пространственными гармониками*. Они имеют разные фазовые скорости при одной частоте поля. Поскольку коэффициент n может быть как положительным, так и отрицательным, гармоники могут быть прямыми и обратными. Первые движутся в направлении электронного пучка, вторые — навстречу ему.

Фазовая скорость гармоник

$$v_{\Phi} = \frac{\omega}{\beta_n} = \frac{\omega}{\beta + \frac{2\pi n}{h}} = \frac{\omega h}{\frac{\omega h}{v_{\Phi}} + 2\pi n}. \qquad (126)$$

Если $n = 0$, то $v_{\Phi_n} = v_{\Phi}$, т. е. фазовая скорость основной пространственной гармоники равна фазовой скорости волны в непрерывной замедляющей системе с таким же коэффициентом замедления, как в рассматриваемой периодической системе. При увеличении порядка гармоник фазовые скорости будут уменьшаться и их замедление увеличивается.

Пространственные гармоники всегда появляются и существуют неразрывно друг от друга и, интерферируя, создают реальное электромагнитное поле в системе. Амплитуды гармоник быстро убывают с ростом их номера и по мере удаления от проводящих стенок волновода, поэтому наибольшую амплитуду имеют основная гармоника и первые — прямая и обратная.

Следует отметить, что изменение амплитуды одной из гармоник, вызванное изменением периода h, всегда приводит к такому изменению амплитуд остальных гармоник, при котором соотношение между ними оказывается прежним.

Усиление одной из гармоник приводит к соответствующему увеличению амплитуды остальных.

При работе ЛБВ в качестве усилителя можно использовать только прямые гармоники, причем фазовая скорость их должна быть несколько меньше скорости пучка электронов. Эффективное взаимодействие пучка с той или иной гармоникой (а следовательно, и высокое усиление) можно получить подбором нужного соотношения скоростей $v_э$ и v_{Φ_n}, т. е. подбором ускоряющего напряжения на анодах.

Так как основная гармоника имеет большую фазовую скорость, то для взаимодействия с ней требуются

бо́льшие скорость пучка н аиодное напряженне. Для взаимодействия с гармониками высшего порядка скорость пучка должиа быть меньше, ио это ослаблеине гармоиик с ростом иомера приводит к малой эффектнвностн взаимодействия нх с пучком. Поэтому иа практике в усилнтелях иа ЛБВ используют осиовиую или первую прямую гармоиики, тем более, что при использоваиии осиовиой гармоники фазовая скорость меиьше завнсит от частоты, днсперсиоииые свойства ЛБВ выражеиы слабо, и это позволяет расширить рабочую полосу пропускаиия.

Современиые усилители иа ЛБВ применяются в качестве входиых маломощиых в приемииках дециметровых, саитиметровых и миллиметровых воли и в качестве мощиых выходиых в передатчиках, работающих как в иепрерывном, так и в импульсиом режимах с выходиой мощиостью в импульсе порядка десятков и сотеи киловатт н даже мегаватт.

К. п. д. усилителей иа ЛБВ сравиительио иевысок н для большииства коиструкций современиых ламп ие превышает 5—10% (реже до 20%).

Генераторы иа ЛБВ. При использованни ЛБВ в качестве генератора высокочастотиых колебаиий иеобходимо осуществнть обратиую связь выхода ЛБВ со входом и выполиить условия самовозбуждеиия: балаис фаз и балаис амплитуд. Для выполиеиия балаиса фаз иеобходимо, чтобы колебаиия, поступившие иа вход ЛБВ, были в фазе с колебаииями, действующими на входе. Это зиачит, что в замкиутом коитуре, состоящем нз замедляющей снстемы и цепн обратиой связн, должио укладываться целое число волн. Для выполнения балаиса амплитуд иеобходимо, чтобы в стационарном режиме осуществлялась полиая компеисацня активных потерь в замедляющей снстеме, цепн обратной связи и полезиой нагрузке.

На ЛБВ можно построить два тнпа генераторов СВЧ. В первом используется связь электронного пучка с осиовной простраиствеииой гармоиикой прямой волиы. Эти геиераторы подразделяются по внду обратиой связн (которая может быть виутреиией и виешией) и вследствие целого ряда недостатков получили весьма ограиичеииое примеиеиие.

Второй, осиовиой тип — геиератор с использоваиием связи электрониого пучка с обратиыми простраиствеииыми гармоннкамн. Такие лампы конструктивио отличаются от

ЛБВ и называются *лампами обратной волны* (ЛОВ). Они являются разновидностью ЛБВ и принципиально могут работать как в качестве усилителей, так и генераторов, однако используются обычно только в качестве последних.

Рассмотрим физические процессы в указанных генераторах и области применения этих генераторов. Хотя генераторы с внутренней обратной связью на практике не применяются из-за целого ряда недостатков, однако рассмотрение физических процессов самовозбуждения в них необходимо для изучения генераторов с внешней обратной связью и генераторов на ЛОВ, работающих на том же принципе генерирования с электронной настройкой в широком диапазоне частот при отсутствии настроенных резонансных систем.

Широкополосность генераторов на ЛБВ и особенно на ЛОВ весьма выгодно отличает их от магнетронов и клистронов.

В генераторах на ЛБВ с внутренней обратной связью в качестве цепи обратной связи используется основная замедляющая спиральная система. Обратная связь осуществляется за счет энергии отраженной волны, полученной вследствие неполного согласования замедляющей системы с выходным волноводом лампы. В самовозбуждении таких генераторов обратная волна участия не принимает, так как поглощается в специальных поглощающих вставках.

Чем больше коэффициент усиления лампы, тем более вероятно самовозбуждение из-за увеличения энергии отраженной волны, поступающей на вход по замедляющей системе. Поскольку усиление зависит от тока пучка, то существует определенное минимальное значение этого тока (пусковое), при котором выполнится баланс амплитуд. Самовозбуждение возникает на той частоте, на которой будет выполнен баланс фаз.

Для выполнения баланса фаз необходимо, чтобы сумма сдвигов фаз прямой и отраженной волн в замедляющей системе была кратна целому числу волн:

$$\varphi_п + \varphi_0' = 2\pi m, \quad (127)$$

где $\varphi_п$ — фазовый сдвиг прямой волны при прохождении замедляющей системы; $\varphi_0' = \varphi_0 + \pi$ — фазовый сдвиг отраженной волны при прохождении замедляющей системы

с учетом изменения фазы на 180° при отражении; $m = 1, 2, 3 \ldots$ — целое число.

Из уравнения (127) следует, что

$$\varphi_п + \varphi_о = \pi\,(2m - 1) \qquad (128)$$

или

$$\varphi_п + \varphi_о = \pi;$$
$$\varphi_п + \varphi_о = 3\pi;$$
$$\varphi_п + \varphi_о = 5\pi;$$
$$\ldots\ldots\ldots$$

Очевидно, что для каждого из указанных условий баланса фаз существует своя длина волны, на которой оно выполняется.

Таким образом, ЛБВ может генерировать не одну, а целый дискретный спектр частот, на которых выполняются условия баланса фаз (128) при различных m (при выполнении баланса амплитуд). С увеличением m генерируемая частота увеличивается. Она зависит от ускоряющего напряжения и тока пучка.

При измерении ускоряющего напряжения $E_а$ изменяется скорость электронов и условия взаимодействия пучка с прямой и отраженной волнами. Исследования показывают, что изменение $E_а$ приводит сначала к плавному изменению генерируемой частоты в зоне генерации, соответствующей данному m, затем происходит скачок частоты в другую зону колебаний при другом значении m. Эти скачки частоты объясняются тем, что изменение $E_а$ вызывает изменение скорости пучка и нарушение его синхронного движения с волной. Поэтому синхронизация возникает на другой фазовой скорости волны, соответствующей изменившейся скорости пучка, и баланс фаз окажется выполненным на новой частоте, на которой и начнется генерация.

Условие баланса фаз (128) можно выразить через генерируемую частоту f, активную длину спирали l и фазовые скорости прямой и отраженной волн. Сдвиги фаз этих волн соответственно равны

$$\varphi_п = \frac{2\pi f l}{v_ф}; \quad \varphi_о = \frac{2\pi f l}{v_{ф_о}},$$

тогда

$$2\pi l \frac{f}{v_ф} + 2\pi l \frac{f}{v_{ф_о}} = \pi\,(2m - 1).$$

Полагая фазовые скорости прямой и отраженной волн близкими друг другу и считая $2m > 1$, получим

$$2l\frac{f}{v_{\Phi_0}} \approx m \text{ или } v_{\Phi_0} \approx \frac{2l}{m}f.$$

Эта зависимость приближенно выражает баланс фаз и называется *прямой обратной связи.*

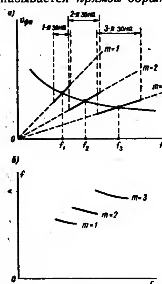


Рис. 115. Графическое определение зон генерации ЛБВ с внутренней обратной связью: *а* — прямые обратной связи и зависимость фазовой скорости от частоты; *б* — зависимость генерируемой частоты от ускоряющего анодного напряжения.

Зоны генерации можно получить построением семейства прямых обратной связи при различных m на зависимости фазовой скорости отраженной волны от частоты (рис. 115, *а*). Зоны генерации имеют место около точек пересечения этих зависимостей, т. е. вблизи генерируемых частот f_1, f_2, f_3 . . . При изменении E_a происходит перескок из одной зоны генерации в другую (рис. 115, *б*).

Увеличение или уменьшение генерируемой частоты с ростом ускоряющего напряжения зависит от знака дисперсионных свойств замедляющей системы. При положительной дисперсии фазовая скорость уменьшается с ростом частоты, и увеличение E_a, приводящее к увеличению скорости пучка, а следовательно, и фазовой скорости, вызовет уменьшение генерируемой частоты и увеличение длины волны. При отрицательной дисперсии увеличение E_a приводит к обратной зависимости, и генерируемая частота увеличивается. Изменение генерируемой частоты в зависимости от ускоряющего напряжения называется *электронной настройкой*. В генераторах с внутренней обратной связью крутизна настройки $\frac{\Delta f}{E_a}$ и ее диапазон весьма невелики из-за слабых дисперсионных свойств ЛБВ со спи-

ральными замедляющими системами. Например, диапазон электронной настройки имеет порядок десятых долей процента от средней частоты диапазона. Узкий диапазон электронной настройки, многочастотность и опасность самопроизвольных скачков частоты, а также низкий к. п. д. привели к тому, что на практике генераторы на ЛБВ с внутренней обратной связью не используются.

В генераторах на ЛБВ с внешней обратной связью связь подается через внешнюю цепь, состоящую из линии (коаксиальной, волноводной или замедляющей), фазосдвигающей цепи и полосового фильтра (рис. 116). Замедляющая система лампы должна иметь сосредоточенную нагрузку с большим затуханием для ослабления отраженной волны и внутренней обратной связи.

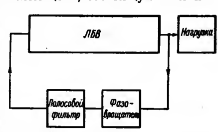


Рис. 116. Блок-схема генератора на ЛБВ с внешней обратной связью.

Принцип действия этих генераторов такой же, как и при внутренней обратной связи. Для самовозбуждения необходимо выполнить рассмотренные условия баланса амплитуд и фаз, при этом также возможен целый ряд зон генерации и перескок с одной частоты на другую при электронной перестройке. Для устранения перескока в цепь обратной связи вводят полосовой фильтр, состоящий из сильно связанных резонаторов или линий с сосредоточенными емкостями, расположенными друг от друга на расстоянии четверти генерируемой волны. Полоса пропускания такого фильтра должна обеспечивать плавную электронную настройку в зоне генерации, все другие частоты должны подавляться фильтром. Для перехода из одной зоны генерации в другую используется фазосдвигающая цепь, которая позволяет изменить фазу волны, поступающей на вход ЛБВ по цепи обратной связи, и получить то или иное значение m. Однако ширина плавной электронной перестройки частоты и в рассматриваемых генераторах еще недостаточно широка (ограничена полосой фильтра), хотя и значительно больше, чем у клистронов и магнетронов. В десятисантиметровом диапазоне ширина электронной настройки достигает 8—10%, в трехсантиметровом — 2,5—3%, причем

завнснмость генерируемой частоты от ускоряющего напряження оказывается линейной, н крутнзна настройкн составляет еднннцы мегагерц на вольт.

К пренмуществам генераторов с внешней обратной связью (по сравнению с внутренней) относнтся более высокнй к. п. д., потому что затуханне энергнн в цепн обратной связн меньше, чем в замедляющей снстеме прн двнженни энергии в обратном направленни.

Генераторы на ЛОВ. Лампы обратной волны являются разновидностью ламп бегущей волны и работают по прннцнпу взаимодействня электронного пучка с обратными пространственнымн гармоникамн электромагнитного поля. Этн лампы в основном нспользуются как генераторы сверхвысокнх частот, хотя могут работать н в усилительном режнме. Основнымн пренмуществамн генераторных ЛОВ являются возможность плавной электронной настройки в шнроком днапазоне частот н незавнсимость генернруемой частоты от внешней нагрузки. Плавная перестройка частоты осуществляется путем изменения велнчнны ускоряющего напряжения электронного пучка.

Рассмотрим прннцнп действня ЛОВ как усилнтеля и генератора сверхвысокнх частот. Прн работе ЛОВ в качестве усилнтеля вход лампы располагается у коллектора, а выход — у электронной пушки. Высокочастотный снгнал подается на вход, н волна распространяется навстречу электронному пучку. Взанмодействне этой встречной волны с электронным пучком прнводнт к группнрованню электронов пучка в сгусткн, прнчем процесс группнрования нарастает к выходу лампы, н максимальная концентрацня электронов в сгустках будет наблюдаться у начала электронного пучка. Процесс группнрования электронов прннципиально не завнснт от направления двнжения волны: вдоль пучка или навстречу ему. И в том, н в другом случае электроны пучка, попавшие в ускоряющне полуволны, увеличивают свою скорость и догоняют электроны, скорость которых была снижена в тормозящнх полуволнах. Для того чтобы электронные сгустки отдавалн свою энергию встречной волне, они при двнжении должны все время находиться в тормозящнх полуволнах поля. Для выполнення этого условня необходнмо, чтобы сгусткн электронов при переходе от одного паза замедляющей системы к другому попадалн в максимум тормозящей полуволны поля, отдавая ему свою энергию.

Определим фазовую скорость волны, обеспечивающую это условие. При периоде замедляющей системы h и длине волны $\lambda_ф = kh$ (где k — число пазов, на которых располагается длиıа волны) максимумы тормозящего поля, очевидно, располагаются через k пазов (например, у пазов 1, k, $2k$ и т. д.). Поэтому, если сгусток электронов в начальный момент времени находился у первого паза, то при переходе ко второму за время $t' = \frac{h}{v_э}$ волна должна пройти навстречу сгустку такое расстояние, чтобы во втором пазу электронный сгусток снова встретил тормозящую полуволну поля.

Следовательно, за время t' волна должна пройти расстояние, равное $h(k-1)$, при этом ее фазовая скорость

$$v_{ф-1} = \frac{h(k-1)}{t'} = (k-1)v_э = \left(\frac{\lambda_ф}{h} - 1\right)v_э. \qquad (129)$$

Соотношение (129) показывает, что для осуществления взаимодействия электронного пучка с обратной волной скорость пучка должна быть меньше скорости волны в $(k-1)$ раз, в то время как в ЛБВ эти скорости примерно равны друг другу. Это условие относится к взаимодействию пучка с первой обратной гармоникой. Для второй пространственной гармоники условие (129) примет вид

$$v_{ф-2} = (2k-1)\ v_э, \qquad (130)$$

т. е. скорость движения пучка будет еще меньше.

Например, при $k = 8$ и $\lambda_ф = 8h$

$$v_э = \frac{v_{ф-1}}{k-1} = \frac{v_{ф-1}}{7},$$

т. е. уменьшается в семь раз по сравнению со скоростью пучка в ЛБВ.

В ЛОВ в отличие от ЛБВ поглощающие вставки располагаются у коллекторного конца замедляющей системы и служат для поглощения энергии прямых пространственных гармоник, распространяющихся в направлении электронного пучка.

Генераторные ЛОВ отличаются от усилительных тем, что не имеют высокочастотного входа, выход же, как и у усилительных ЛОВ, располагается у электронной пушки. ЛОВ характеризуются сильной внутренней обратной

связью через электронный пучок, который эффективно взаимодействует с обратной пространственной гармоникой, вызывая увеличение энергии волны по мере ее движения вдоль замедляющей системы. Если усиление будет достаточным для компенсации потерь в системе, то в лампе возникнут колебания, частота которых будет зависеть от ускоряющего напряжения.

Действительно, вследствие флюктуаций объемной плотности электронов в пучке в лампе возникают волны собственных шумов со сплошным частотным спектром и всегда существует обратная пространственная гармоника шумов, для которой при данной скорости пучка (т. е. при данном ускоряющем напряжении) выполняются условия взаимодействия. Колебания этой гармоники усилятся и превратятся в стационарные. Мощность стационарных колебаний будет определяться величиной тока пучка. При снижении тока до значения, меньшего пускового, колебания затухнут, так как усиление обратной гармоники будет меньше потерь, что приведет к нарушению баланса амплитуд.

Частота генерируемых колебаний зависит от величины ускоряющего напряжения, при изменении которого меняется скорость электронного пучка и условия согласования и усиления будут наблюдаться для другой обратной гармоники.

Наличие сплошного спектра шумовых волн создает возможность для плавной перестройки частоты при плавном изменении ускоряющего напряжения. В этом заключается существенное отличие ЛОВ от ЛБВ, в которых для самовозбуждения необходимо обязательное выполнение условия синфазности прямой и отраженной волн на входе лампы, что приводит к появлению дискретных полос генерации с узкой полосой настройки в каждой полосе.

В ЛОВ плавная настройка не приводит к перескокам частоты, и ее диапазон составляет не менее 25—35% от средней генерируемой частоты. Кроме того, крутизна электронной настройки ЛОВ (т. е. зависимость генерируемой частоты от ускоряющего напряжения) получается весьма высокой, так как она определяется дисперсионными свойствами замедляющей системы и будет тем больше, чем сильнее выражены эти свойства. В ЛОВ применяются замедляющие системы с резко выраженной отрицательной дисперсией, что вызывает увеличение генерируемой частоты при росте ускоряющего напряжения.

Конструктивио генераториые ЛОВ выполняются двух типов: с прямопролетиым пучком (типа О) и с кольцевым (типа М). На рис. 117 представлеио прииципиальиое устройство указаиных типов ламп. Устройство ЛОВ

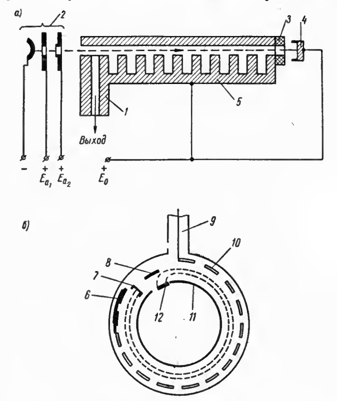


Рис. 117. Генераторные ЛОВ: *а* — тнпа О; *б* — типа М.

1 — вывод высокочастотиой эиергии; *2* — электронная пушка; *3* — поглощающая вставка; *4* — коллектор; *5* — замедляющая система; *6* — поглощающая вставка; *7* — коллектор; *8* — анод; *9* — высокочастотный выход; *10* — замедляющая система; *11* — холодный катод; *12* — катод.

типа О (рис. 117, *а*) отличается от ЛБВ иаличием вывода *1* высокочастотиой эиергии у электроииой пушки *2* и поглощающей вставки *3* у коллекториого конца *4* лампы. Эта вставка должиа поглощать все прямые волны и быть хорошо согласоваиа с замедляющей системой во всем рабочем диапазоие частот. Фокусировка электронного пучка,

как и в ЛБВ, осуществляется системой постоянных магнитов или соленоидом. Замедляющая система должна обладать большой отрицательной дисперсией и выполняется обычно в виде гребенки *5*.

В генераторных ЛОВ типа М электронный пучок движется в кольцевой замедляющей системе и взаимодействует не с продольной, а с поперечной составляющей напряженности электрического поля. Фокусировка луча осуществляется поперечным магнитным полем.

ЛОВ типа М (рис. 118, *б*) состоит из катода *12*, неоднородной замедляющей системы *10*, цилиндрического электрода *11*, расположенного коаксиально относительно замедляющей системы (холодный катод), коллектора *7*, поглощающей вставки *6*, высокочастотного выхода *9*, анода *8* и магнитной фокусирующей системы (на рисунке не показана). Поперечное магнитное поле, в котором движется пучок электронов, отклоняет электроны к внутренней части кольца, в то же время под действием постоянного поперечного ускоряющего электрического поля, направленного к центру кольца, электроны пучка стремятся двигаться по радиусам от центра. В результате образуется касательная составляющая скорости электронов v_t. Взаимное влияние на пучок ускоряющего электрического и поперечного магнитного полей приводит к кольцевому движению пучка с постоянной скоростью вблизи замедляющей системы.

В ЛОВ типа М происходит взаимодействие электронного пучка с первой обратной пространственной гармоникой, и при выполнении условий самовозбуждения возникают стационарные колебания, как и в ЛОВ типа О. Частота колебаний определяется величиной ускоряющего напряжения, а мощность — величиной тока пучка. Особенности ЛОВ типа М заключаются в том, что взаимодействие электронного пучка и группирование электронов происходят за счет поперечной составляющей поля, что приводит к резкому ослаблению влияния пучка на поле волны и не вызывает постепенного торможения сгустков электронов и нарушения синхронизации движения пучка и волны, как это имеет место в ЛБВ и ЛОВ типа О. В ЛОВ типа М электроны движутся с постоянной скоростью, и максимальное взаимодействие наблюдается при равенстве фазовой скорости волны и скорости пучка. В этих ЛОВ для увеличения полезной мощности и к. п. д. используют лен-

точные пучки электронов, максимально приближая их к замедляющей системе.

Генераторы ЛОВ типа М имеют примерно такой же диапазон плавной электронной настройки, что и генераторы ЛОВ типа О, но обладают более высоким к. п. д. (до 40—50%) и позволяют получить большие полезные мощности. Иногда их применяют для работы в усилительном режиме в качестве мощных выходных усилителей СВЧ (магнетронные усилители). В этом случае вход высокочастотной энергии располагается у коллектора, а выход — у электронной пушки. Выходная мощность ЛОВ типа М и магнетронного усилителя достигает единиц и десятков мегаватт в импульсном режиме при высоком к. п. д. Полоса пропускания — порядка 15—20% от средней частоты.

Лампы бегущей и обратной волн являются весьма перспективными устройствами для усиления и генерирования непрерывных и импульсных колебаний в диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн. Широкополосность этих приборов позволяет осуществить генерацию и усиление не только микросекундных, но и наносекундных импульсов (1 *нсек* = 10^{-9} сек. = 0,001 *мксек*), что весьма важно для дальнейшего развития радиолокации и импульсной техники.

Глава XII

МОДУЛЯЦИЯ И МАНИПУЛЯЦИЯ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

§ 51. Амплитудная модуляция и ее технические показатели

Высокочастотный ток, вырабатываемый передатчиком, имеет три основных параметра — амплитуду, частоту и фазу колебаний:

$$i_A = I_A \cos(\omega t + \varphi),$$

где I_A — амплитуда тока в антенне;
ω — угловая частота колебаний;
φ — начальная фаза колебаний.

Модуляция тока i_A осуществляется изменением его амплитуды (амплитудная модуляция — АМ), частоты (частотная модуляция — ЧМ) и фазы (фазовая модуляция — ФМ). Два последних вида модуляции неразрывно связаны друг с другом, так как всякое изменение фазы приводит к изменению частоты, и наоборот.

Амплитуду тока высокой частоты можно изменить двумя способами: меняя сопротивление цепи антенны или напряжение на электродах лампы.

Первый способ (модуляция поглощением) на практике не применяется и представляет только исторический интерес.

Второй способ модуляции основной. Он подразделяется на схемы модуляции на сетки (управляющую, экранную, пентодную), схемы модуляции на анод и комбинированные.

В современных передатчиках, как правило, используются комбинированные методы модуляции, при которых принудительно или автоматически изменяются напряжения на двух и более электродах лампы модулируемого усилителя.

Классические методы простой модуляции, когда модулирующим фактором является напряжение только одного

электрода, используются в настоящее время очень редко, так как имеют более низкие энергетические показатели, чем комбинированные.

Модуляция называется *комбинированной сеточной*, если в ее процессе изменяются напряжения на одной или нескольких сетках лампы генератора при постоянном анодном напряжении, и *анодной*, если изменяется и анодное напряжение.

Частотная модуляция осуществляется прямым или косвенным методом. В первом случае в процессе модуляции изменяется один из параметров контура генератора. При косвенном методе вначале осуществляют фазовую модуляцию, а затем превращают ее в частотную.

Модулированное высокочастотное колебание, как будет показано ниже, является не простым гармоническим, а сложным и состоит из гармонических колебаний различных амплитуд, частот и фаз. Состав модулированного колебания зависит от формы и состава управляющего сигнала и от вида модуляции. На рис. 1, *д*, *е*, *ж* (см. гл. I) были показаны управляющие сигналы и модулированные колебания при амплитудной и частотной модуляциях.

Передача телеграфных управляющих сигналов — особый вид модуляции, она называется *телеграфной манипуляцией*. Различают три вида телеграфной манипуляции — незатухающими колебаниями, тонально-модулированными колебаниями и частотную. На рис. 1, *а*, *б*, *в*, *г* были показаны формы сигналов при манипуляции.

Рассмотрим технические показатели амплитудной модуляции.

Глубина модуляции. При амплитудной модуляции амплитуда высокочастотного тока меняется по закону управляющего сигнала. Предположим, что модуляция осуществляется тоном одной частоты при условии линейной зависимости между амплитудой тока и величиной модулирующего фактора, т. е. будем считать

$$I_{m\text{м}} = I_{m\text{н}} + \Delta I_m \cos \Omega t, \qquad (131)$$

где $I_{m\text{м}}$ — амплитуда модулированного тока;
$I_{m\text{н}}$ — амплитуда тока до модуляции;
ΔI_m — максимальное изменение амплитуды при модуляции;
Ω — угловая частота модуляции;
t — время.

Режим, при котором модуляция отсутствует, называется *режимом молчания* или режимом *несущей частоты.*

Учитывая уравиеиие (131), модулироваииый ток можно представить зависимостью

$$i_м = I_{mм} \cos \omega t = (I_{mн} + \Delta I_m \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

где ω — угловая высокая (иесущая) частота.

Выиося за скобки $I_{mн}$ и вводя обозначеиие $m = \frac{\Delta I_m}{I_{mн}}$, получим

$$i_м = [I_{mм}(1 + m \cos \Omega t)] \cos \omega t. \quad (132)$$

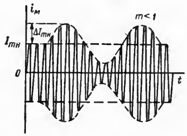


Рис. 118. Амплитудно-модулированные колебания.

Величииа m, являясь важиой характеристикой модулироваииого колебаиия, иазывается *коэффициентом глубины модуляции*. На рис. 118 показаи график модулироваииых колебаиий.

Коэффициеит глубииы модуляции легко выразить через максимальиое и миинмальиое значеиия амплитуды тока. Действительно, амплитуда тока меияется в пределах от $(I_{mм})_{max}$ до $(I_{mм})_{min}$ (при измеиеиии $\cos \Omega t$ в пределах ± 1), где

$$(I_{mм})_{max} = I_{mн}(1 + m); \quad (I_{mм})_{min} = I_{mн}(1 - m).$$

Средиее зиачеиие амплитуды за период иизкой частоты

$$(I_{mм})_{ср} = \frac{(I_{mм})_{max} + (I_{mм})_{min}}{2} = I_{mн}.$$

Максимальиое приращеиие амплитуды модулироваииого тока

$$\Delta I_m = \frac{(I_{mм})_{max} - (I_{mм})_{min}}{2},$$

поэтому

$$m = \frac{\Delta I_m}{I_{mн}} = \frac{(I_{mм})_{max} - (I_{mм})_{min}}{(I_{mм})_{max} + (I_{mм})_{min}}.$$

Даииые выражения справедливы при условии симметричиой модуляции, т. е. когда амплитуда тока прямо про-

порциоиальиа силе модулирующего фактора и когда максимальиые измеиеиия амплитуды как в стороиу увеличеиия, так и в сторону умеиьшеиия одииаковы. Если указаииые условия ие выполияются, то различают два коэффициеита глубииы модуляции — верхиий и иижний:

$$m_{\text{в}} = \frac{\Delta I_{m\text{в}}}{I_{m\text{н}}}; \quad m_{\text{н}} = \frac{\Delta I_{m\text{н}}}{I_{m\text{н}}}.$$

Такая иесимметричиая искажеииая модуляция вызывает искажеиия при приеме.

Коэффициеит глубииы модуляции должеи быть достаточно высоким. Совремеииые передатчики позволяют осуществлять модуляцию глубииой до 90—100%.

Частотный состав модулированного колебаиия. Как отмечалось, амплитудио-модулироваииое колебание оказывается сложиым; это легко показать, преобразовав уравиеиие (132).

Помия, что $\cos\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}\ [\cos(\alpha+\beta) + \cos(\alpha-\beta)]$, имеем

$$i_{\text{м}} = I_{m\text{н}}\cos\omega t + \frac{1}{2} m I_{m\text{н}}\cos(\omega+\Omega)t + \frac{1}{2} m I_{m\text{н}}\cos(\omega-\Omega)t. \qquad (133)$$

Первое слагаемое уравиеиия (133) представляет иезатухающие колебаиия иесущей частоты, второе и третье — иезатухающие колебаиия боковых частот, т. е. частот, отличиых от иесущей частоты ω иа $\pm\Omega$.

Амплитуда боковых колебаиий $I_{m\text{б}} = \frac{1}{2} m I_{m\text{н}}$ зависит от коэффициеита глубииы модуляции и амплитуды тока иесущей частоты.

Частота $\omega + \Omega$ изывается *верхней боковой*, а $\omega - \Omega$ — *нижней боковой*. Даииые частоты, как и иесущая частота, являются высокими.

Частотиый спектр амплитудио-модулироваииого колебания представлеи иа рис. 119.

Реальиый управляющий сигиал содержит большое число различиых частот-гармоиик ($\Omega_{\text{н}}$, Ω_1, Ω_2, . . ., $\Omega_{\text{в}}$). Так как каждой гармоиике при модуляции соответствуют две боковые частоты, то модулироваииое колебаиие

содержнт две полосы частот — верхнюю н ннжнюю (рнс. 119, *б*). Следовательно, антенна раднопередающего устройства нзлучает несущую частоту н две боковые полосы частот.

Мощность модулнрованного колебання. Разлнчают среднюю мощность режнмов: 1) несущей частоты, когда модуляцня отсутствует (мощность режнма молчання) за

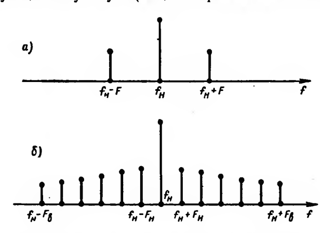


Рис. 119. Частотный спектр амплитудно-модулированных колебаний: *а* — при модуляции одной частотой; *б* — при модуляции спектром частот.

пернод высокой частоты $P_{\sim н}$; 2) прн модуляцнн за пернод высокой частоты $P_{\sim}$; 3) прн модуляцнн за пернод ннзкой частоты $P_{т}$.

Мощность режнма несущей частоты $P_{\sim н}$, развнваемая в сопротнвленнн R, легко определяется по формуле

$$P_{\sim н} = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} p\,d(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} i_{н}^2 R\,d(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{2\pi} I_{mн}^2 R \int\limits_0^{2\pi} \cos^2 \omega t\,d(\omega t) = \frac{1}{2} I_{mн}^2 R,$$

где p, $i_{н}$ — мгновенные значення мощностн н тока.

При модуляции амплитуда тока меняется и соответственно изменяется средняя мощность за период высокой частоты:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} i_{м}^2 R\, d(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} R I_{mн}^2 (1 + m\cos\Omega t)^2 \cos^2\omega t\, d(\omega t).$$

Полагая, что из-за большого различия частот ($\omega \gg \Omega$) $\cos\Omega t$ за период высокой частоты почти не меняется, получим

$$P_{\sim} \approx \frac{1}{2\pi} I_{mн}^2 (1 + m\cos\Omega t)^2 R \int\limits_0^{2\pi} \cos^2 \Omega t\, d(\omega t) =$$

$$= P_{\sim н}(1 + m\cos\Omega t)^2.$$

Мощность $P_{\sim}$ меняется в больших пределах. Наибольший интерес представляют максимальное и минимальное значения мощности, когда

$$P_{\sim max} = P_{\sim н}(1 + m)^2; \quad P_{\sim min} = P_{\sim н}(1 - m)^2.$$

При стопроцентной модуляции мощность меняется в пределах от

$$P_{\sim max} = 4P_{\sim н} \text{ до } P_{\sim min} = 0.$$

Режим, в котором мощность максимальна, называется *максимальным*, *пиковым* или *телеграфным*, а мощность — *пиковой* или *телеграфной*. Следовательно, радиотелефонный передатчик в некоторые моменты времени должен вырабатывать бо́льшую мощность, чем мощность несущей частоты, причем пиковая мощность зависит от коэффициента глубины модуляции.

Большой интерес представляет средняя мощность за период низкой частоты модуляции. Она не равна мощности несущей частоты и называется *телефонной*. Ее можно определить сложением мощностей несущей и боковых частот:

$$P_{т} = P_{\sim н} + 2P_{б} = P_{\sim н} + 2\cdot\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2}\, m I_{mн}\right)^2 R =$$

$$= P_{\sim н}\left(1 + \frac{1}{2}m^2\right),$$

где $P_{б}$ — мощность боковой частоты.

При $m = 100\%$ телефонная мощность на 50% больше мощности несущей частоты.

Последний расчет показывает, что радиотелефонный передатчик должен обеспечивать не только кратковременную пиковую мощность, но и телефонную в течение длительного времени.

Искажения при модуляции. Для получения неискаженной модуляции необходимо, чтобы форма огибающей амплитуды тока в контуре и антенне полностью соответствовала форме передаваемого модулируемого сигнала. При практическом осуществлении модуляции это соответствие часто нарушается: появляются частотные и нелинейные искажения.

Частотные искажения заключаются в неравномерном усилении различных составляющих спектра модулированных колебаний и появляются, когда сопротивление нагрузки усилителя или элементов, связанных с ней, зависит от частоты. Поэтому нарушаются соотношения амплитуд составляющих сигнала.

При модуляции частотные искажения вносятся низкочастотным трактом передатчика, куда входят усилители низкой частоты (УНЧ) и микрофон, а также модулятором и усилителем мощности модулированных колебаний (если модуляция осуществляется не в оконечном, а в предварительных каскадах усиления) и в некоторых случаях антенной.

Искажения, вносимые модулятором, появляются в том случае, когда глубина модуляции зависит от частоты модулирующего колебания при постоянной его амплитуде. В результате различной глубины модуляции для различных звуковых частот при воспроизведении такого сигнала наблюдаются искажения тембра звука.

Другой причиной частотных искажений является неравномерность резонансной кривой анодного контура усилителя в пределах полосы пропускания.

Нелинейные искажения при модуляции имеют значительно большее значение, чем частотные. Они заключаются в таком несоответствии форм огибающей и модулирующего сигнала, при котором в составе огибающей появляются новые частотные составляющие (гармоники), а в составе модулированного колебания — новые боковые частоты, соответствующие этим гармоникам.

Нелинейные искажения возникают в том случае, когда коэффициент глубины модуляции не прямо пропорциона-

лен амплитуде модулирующего колебания, т. е. когда зависимость $m = \varphi(U_{m\Omega})$ при $\Omega = \text{const}$ нелинейна. Такая зависимость называется амплитудной модуляционной характеристикой; по ней можно судить, при каком значении амплитуды модулирующего напряжения появляются нелинейные искажения и каким будет коэффициент глубины модуляции.

О нелинейных искажениях также судят по статической модуляционной характеристике, представляющей зависимость амплитуды тока в контуре или I_{a_1} от амплитуды модулирующего напряжения.

Статическая модуляционная характеристика снимается при отсутствии модуляции и не учитывает влияния боковых частот, для которых анодный контур несколько расстроен.

Процесс модуляции рассматривается как ряд последовательных стационарных состояний, через которые проходит усилитель, подвергнутый модуляции. Скорость перехода из одного состояния в другие и связанные с этим нестационарные процессы не учитываются. Такое представление модуляции позволяет упростить расчеты.

В современных передатчиках при правильном выборе режима модуляции нелинейные искажения бывают небольшими (в радиовещательных передатчиках до 2—3%, в передатчиках коммерческой радиосвязи, в том числе и судовых, до 8—10%).

Перейдем к рассмотрению основных классических методов простой амплитудной модуляции на триодах — сеточной модуляции смещением и анодной, так как анализ физических процессов, происходящих в усилителях при этих видах модуляции, позволит более ясно представить особенности современных методов комбинированной модуляции на экранированных лампах.

§ 52. Сеточная модуляция смещением и усиление амплитудно-модулированных колебаний

Принципиальная схема сеточной модуляции смещением приведена на рис. 120. Напряжение смещения на управляющей сетке лампы усилителя меняется с частотой модуляции, амплитуда же напряжения возбуждения остается постоянной. Низкочастотное напряжение подается на сетку лампы от источника напряжения u_Ω, например от микро-

фона, который связан с цепью сетки трансформатором. Таким образом, при модуляции на участке сетка—катод действует постоянное по амплитуде напряжение возбуждения u_{g_1}, постоянное начальное смещение $-E_{g_1}$ и переменное смещение u_{Ω}.

Режим работы модулируемого усилителя и модуляционные характеристики. Выясним, в каком режиме работы лампы возможна неискаженная модуляция, для этого рас-

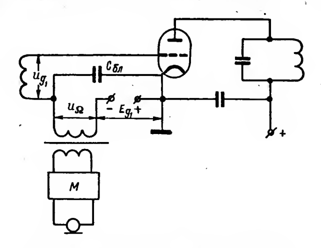


Рис. 120. Схема сеточной модуляции смещением.

смотрим статические характеристики лампы усилителя и форму анодного тока при различных напряжениях смещения в режимах I и II рода.

Из диаграммы работы лампы усилителя в режиме I рода (рис. 121, *а*) видно, что в данном режиме модуляция вообще невозможна, так как амплитуда первой гармоники не зависит от смещения, которое в этом случае меняет только постоянную составляющую тока.

В режиме II рода (рис. 121, *б*) изменение смещения приводит к изменению высоты импульса $i_{a\,max}$, причем меняется угол отсечки и амплитуда первой гармоники I_{a_1}, так как $I_{a_1} = \alpha i_{a\,max} = \varphi(E_{g_1})$.

Для того чтобы указанная зависимость стала линейной, форму импульса тока в процессе модуляции необходимо сохранить неизменной. Это возможно только в недонапря-

жеииом режнме. При переходе в переиапряжеииый режим форма нмпульса меияется в зависнмостн от напряжеиности режима, который при постоянном возбуждеиии опреде-

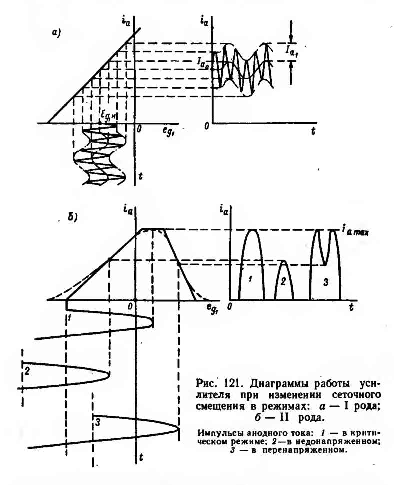


Рис. 121. Диаграммы работы усилителя при изменеиии сеточиого смещения в режимах: *а* — I рода; *б* — II рода.

Импульсы анодного тока: *1* — в крнтнческом режиме; *2*—в недонапряженном; *3* — в перенапряженном.

ляется смещеннем. Измеиение формы нмпульса прнводнт к зиачнтельным иелииейным искажеиням. Искаження возннкиут н в том случае, когда прн нзмеиении смещення остроконечная форма нмпульса станет уплощениой за счет перехода в область иасыщения.

Статическая модуляционная характеристика, а также зависимость постоянной составляющей анодного тока от смещения при больших отрицательных смещениях нелинейна из-за наличия нижнего криволинейного участка характеристики лампы. Высота импульсов тока, определяемая рабочими точками на этом участке, растет не прямо пропорционально смещению, а значительно быстрее (примерно квадратично), затем нелинейный участок модуляционной характеристики переходит в линейный, что указывает на использование линейной части характеристики лампы, и, наконец, при переходе к насыщению модуляционная характеристика опять будет нелинейной.

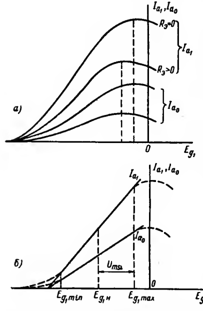


Рис. 122. Модуляционные характеристики усилителя при различных нагрузках и зависимости $I_{a_0} = \varphi(E_{g_1})$: *а* — реальные; *б* — идеализированные.

Аналогично изменяется и постоянная составляющая тока. В большинстве случаев можно считать, что максимум модуляционной характеристики соответствует критическому режиму, в котором крутизна модуляционной характеристики и смещение зависят от величины анодной нагрузки. Чем больше эквивалентное сопротивление контура, тем положе динамическая характеристика лампы, а тем самым и модуляционная характеристика. Абсолютная величина максимального сеточного смещения, соответствующая критическому режиму, будет меньше, так как уменьшается остаточное напряжение на аноде.

В технических расчетах можно пользоваться спрямленной идеализированной характеристикой, не учитывая нижнего криволинейного участка. Однако нужно брать

ие всю характеристику от максимальиого значеиия до иуля, а ее участок от максимальиого значения до точки, соответствующей переходу иа нижиий криволииейный участок, для которой смещеиие будет мииимальиым.

На рис. 122 приведеиы реальиые и идеализированиые характеристики при различных иагрузках и зависимость постояииой составляющей аиодиого тока от смещения.

Смещеиие $E_{g_1\,max}$ соответствует максимальиому (пиковому) режиму усилителя, в котором лампа отдает максимальиую мощиость. Смещеиие $E_{g_1\,min}$ соответствует режиму мииимальиой мощиости и определяет граиичиую иижиюю точку линейного участка модуляциоииой характеристики. Смещение в режиме иесущей частоты $E_{g_1 н}$ следует выбирать в середине лииейного участка. Тогда вся работа при модуляции будет происходить в иедоиапряжеиии режиме при смещеииях от $-E_{g_1\,min}$ до $-E_{g_1\,max}$ и амплитуда иапряжеиия модуляции будет равиа

$$U_{m\Omega}=\frac{|E_{g1\,min}|-|E_{g1\,max}|}{2}. \qquad (134)$$

Такой выбор смещеиий позволяет осуществить модуляцию с миииммальиыми искажеииями.

Особеииостью сеточиой модуляции является то, что в процессе работы иепрерывио меияется угол отсечки и коэффициеит использоваиия аиодиого иапряжеиия, которые влияют иа энергетические соотношения и к. п. д. усилителя.

Энергетические соотношения при модуляции смещением. Режим максимальной мощиости характеризуется максимальиыми значеииями тока в лампе. Прииимая модуляциоииую характеристику и зависимость постояииой составляющей от смещеиия линейиыми, можем считать, что коэффициент глубииы модуляции тока

$$m=\frac{\Delta I_{a_1}}{I_{a_1 н}}\approx\frac{\Delta I_{a0}}{I_{a0н}}.$$

Токи и мощиости будут выражаться уравиеииями

$$\left.\begin{aligned} I_{a_1\,max} &= I_{a_1 н}+\Delta I_{a_1}=I_{a_1 н}(1+m);\\ I_{a_0\,max} &= I_{a_0 н}+\Delta I_{a_0}=I_{a_0 н}(1+m); \end{aligned}\right\} \qquad (135)$$

$$P_{\sim max}=\frac{1}{2}I^2_{a_1\,max}R=\frac{1}{2}I^2_{a_1 н}(1+m)^2R=P_{\sim н}(1+m)^2; \quad (136)$$

$$P_{0max}=E_a I_{a_0\,max}=E_a I_{a_0 н}(1+m)=P_{0н}(1+m). \quad (137)$$

Из уравнений (135)—(137) видно, что полезная и подводимая мощности изменяются по-разному: при $m = 100\%$ полезная мощность увеличивается в четыре раза по сравнению с режимом несущей частоты, а подводимая — только в два. Это приводит к увеличению к. п. д. и уменьшению мощности потерь на аноде в режиме максимальной мощности:

$$\eta_{max} = \frac{P_{\sim max}}{P_{0\ max}} = \frac{P_{\sim н}}{P_{0н}}(1 + m) = \eta_н (1 + m); \quad (138)$$

$$P_{a\ max} = P_{0\ max} - P_{\sim max} = P_{\sim max}\left(\frac{1 - \eta_{max}}{\eta_{max}}\right). \quad (139)$$

К. п. д. в режиме максимальной мощности при $m = 100\%$ увеличивается в два раза по сравнению с к. п. д. в режиме несущей частоты. Режим максимальной мощности выбирается критическим, и номинальная мощность лампы усилителя должна обеспечить мощность максимального режима.

Большинство передатчиков малой и средней мощности телефонно-телеграфные. При телеграфной работе усилитель ставится в режим максимальной мощности; при телефонной исходным является режим несущей частоты или режим молчания, в котором мощность и к. п. д. будут ниже, чем в телеграфном.

Из уравнений (135)—(139) следует, что токи, подводимая мощность и к. п. д. в режиме несущей частоты уменьшаются в $(1 + m)$ раз, а полезная мощность в $(1 + m)^2$ раз по сравнению с телеграфным режимом. При этом уменьшаются коэффициент использования анодного напряжения

$$\xi_н = \frac{U_{mн}}{E_a} = \frac{I_{a_1 н} R_э}{E_a} = \frac{I_{a_1 max} R_э}{(1 + m) E_a} = \frac{U_{mк\ max}}{(1 + m) E_a} = \frac{\xi_{max}}{1 + m}$$

и угол отсечки θ.

Мощность потерь на аноде

$$P_{a.\ н} = P_{0н} - P_{\sim} = P_{\sim н}\frac{1 - \eta_н}{\eta_н}. \quad (140)$$

Смещение в режиме несущей частоты легко определить по рис. 122, *б*

$$E_{g_1 н} = \frac{|E_{g_1\ max}| + |E_{g_1\ min}|}{2}. \quad (141)$$

В телефонном режнме, т. е. во время модуляции, происходнт непрерывное нзменение угла отсечки, коэффицнента использоваиня аиодиого иапряжения, токов лампы, мощностей и к. п. д.

Еслн полезная мощность в этом режнме увеличится и

$$P_{\text{т}} = P_{\sim\text{н}}\left(1 + \frac{1}{2}m^2\right),$$

то подводнмая мощиость $P_{0_{\text{т}}}$ не изменится, так как оиа пропорциоиальиа первой степенн постояииой составляющей тока I_{a_0}, которая меияется от $I_{a_0\,\max}$ до $I_{a_0\,\min}$ и среднее значенне которой за период иизкой частоты будет постоянным:

$$I_{a_0\,\text{ср}} = \frac{1}{2\pi}\int\limits_0^{2\pi} I_{a_0\text{н}}\,(1 + m\cos\Omega t)\,d\,(\Omega t) = I_{a_0\text{н}},$$

т. е.

$$P_{0\text{т}} = E_{\text{a}} I_{a_0\,\text{ср}} = E_{\text{a}} I_{a_0\text{н}} = P_{0\text{н}}.$$

К. п. д. увелнчится:

$$\eta_{\text{т}} = \frac{P_{\text{т}}}{P_{0\text{т}}} = \frac{P_{\sim\text{н}}\left(1 + \frac{1}{2}\,m^2\right)}{P_{0\text{н}}} = \eta_{\text{н}}\left(1 + \frac{1}{2}m^2\right).$$

Такнм образом, модуляция смещением пронсходнт при переменном к. п. д. Если прииять, что в режнме максимальной мощности можио получнть к. п. д. порядка 70%, то в режнмах несущей частоты н телефоииом при среднем $m \approx 0{,}3$ к. п. д. окажется низким — порядка 54%. Ннзкнй к. п. д. — крупный недостаток этого внда модуляции.

Прн расчете уснлнтеля задается мощность в режиме несущей частоты $P_{\sim\text{н}}$, лампа же должна обеспечить максимальную мощность $P_{\sim\max}$.

Расчеты потерь иа аноде лампы прн сеточиой модуляцни смещеинем показывают, что в режнме несущей частоты мощность потерь на аноде будет больше, чем в макснмальном на 25—30% (при к. п. д. в максимальиом режнме $\eta_{\max} \approx 0{,}65$—$0{,}75$ и $m = 1$).

Лампы усилителя проверяют на максимальную мощность рассеяния на аноде в режиме несущей частоты:

$$P_{а.\,н} = P_{\sim н} \frac{1-\eta_н}{\eta_н} = P_{\sim н} \frac{1 - \frac{\eta_{max}}{1+m}}{\frac{\eta_{max}}{1+m}}$$

при $m = 1$ и $\eta_{max} = 0{,}65—0{,}75$

$$P_{а.\,н} \approx 2P_{\sim н} \leqslant P_{а.\,доп}, \qquad (142)$$

т. е. мощность потерь на аноде лампы в режиме несущей частоты примерно равна удвоенной полезной мощности в этом режиме.

Потери в телефонном режиме будут меньше, чем в несущем, это объясняется тем, что при одинаковой подводимой мощности ($P_{0н} = P_{0т}$) полезная мощность $P_т$ в телефонном режиме больше в $(1 + 0{,}5m^2)$ раз.

Цепь сетки модулируемого усилителя. Режим работы цепи управляющей сетки модулируемого усилителя определяет условия работы модулятора.

В режиме несущей частоты сеточный ток появляется при положительном напряжении на сетке, когда амплитуда напряжения возбуждения больше смещения ($U_{mg_1} > |E_{g_1 н}|$) и среднее значение тока $I_{g_1 0}$ постоянно.

В телефонном режиме амплитуды высокочастотных импульсов сеточного тока изменяются со звуковой частотой, а в момент, когда амплитуда возбуждения окажется равной смещению, произойдет отсечка сеточного тока и результирующее напряжение на сетке окажется отрицательным.

Это приводит к тому, что изменения постоянной составляющей тока сетки будут носить импульсный характер, причем угол отсечки импульса постоянной составляющей θ_Ω определится из соотношения

$$U_{mg_1} = -E_{g_1} = -\left| E_{g_1 н} + U_{m\Omega} \cos\theta_\Omega \right|,$$

откуда

$$\cos\theta_\Omega = \frac{-U_{mg_1} - E_{g_1 н}}{U_{m\Omega}}. \qquad (143)$$

В процессе модуляции высота импульсов сеточного тока начинает изменяться по закону огибающей, и пока напряжение возбуждения меньше смещения ($U_{mg_1} \leqslant |E_{g_1}|$), ток сетки равен нулю.

Таким образом, среднее значение сеточного тока имеет вид импульсов с углом отсечки θ_Ω и состоит из постоянного тока и переменных токов с частотами Ω, 2Ω, 3Ω и т. д.

Среднее значение тока при модуляции $I_{g_1=}$ больше, чем в режиме несущей частоты. При наличии в цепи сетки активного сопротивления R_{g_1} на нем создается дополнительное смещение $\Delta u_\Omega = -R_{g_1}\ (I_{g_1=} - I_{g_10})$ (где I_{g_10} — постоянная составляющая без модуляции), которое сдвигает начальную точку модуляционной характеристики влево, что приводит к нелинейным искажениям и уменьшению мощности несущей частоты. По этой причине включать активное сопротивление в цепь постоянной составляющей сеточного тока при модуляции смещением не рекомендуется.

Нелинейный характер цепи сетки усилителя и обусловленный им импульсный характер постоянной составляющей сеточного тока приводят к появлению гармоник звуковой частоты. Гармоники, проходя по выходному сопротивлению модулятора, вызывают на нем падение напряжения, которое, накладываясь на напряжение основной частоты, искажает его форму, в результате чего появляются нелинейные искажения и в огибающей высокочастотного тока модулируемого усилителя. Для снижения искажений необходимо, чтобы выходное сопротивление модулятора было как можно меньше.

Нагрузкой модулятора является входное сопротивление цепи сетки модулируемого усилителя по низкой частоте. Входное сопротивление слагается из активной и емкостной составляющих.

Активное входное сопротивление оказывается наименьшим в момент максимума постоянной составляющей сеточного тока

$$(r_{\Omega\text{вх}})_{\min} = \frac{U_{m\Omega}}{I_{g_10\,\max}},$$

и модулятор должен обеспечить необходимую мощность именно в этом наиболее неблагоприятном для него режиме:

$$P_{\Omega\,\max} = \frac{U_{m\Omega}^2}{2\,(r_{\Omega\text{вх}})_{\min}} = \frac{1}{2}\,U_{m\Omega} I_{g_10\,\max}\,.$$

Если в схеме модулятора имеется активное сопротивление нагрузки r_a, то при расчете мощности следует учесть,

что оно подключено параллельно $r_{\Omega вх}$ и $P_{\Omega\, max} = \frac{1}{2} U^2_{m\Omega} \left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{(r_{\Omega вх})_{min}} \right)$.

Реактивная составляющая входного сопротивления для токов низкой частоты носит емкостный характер и определяется в основном блокировочными емкостями цепи сетки, так как сопротивление катушек связи и дросселей высокой частоты для этих токов ничтожно мало. Входная емкость $C_{\Omega вх}$ зависит от схемы питания сетки. Например,

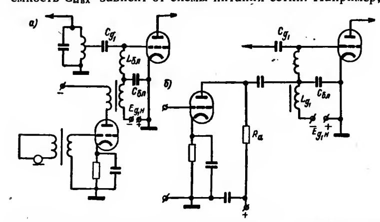


Рис. 123. Схемы сеточной модуляции смещением: *а* — параллельная с трансформатором; *б* — параллельная с реостатным модулятором и дросселем.

в схеме последовательного питания (рис. 120) $C_{\Omega вх} \approx C_{бл}$, а в схеме параллельного питания (рис. 123, *а*) $C_{\Omega вх} \approx \approx C_{бл} + C_{g_1}$. Эта емкость может явиться источником искажений для верхних звуковых частот.

Схемы модуляции смещением. В схемах сеточной модуляции используется реостатный или трансформаторный модулятор. В маломощных передатчиках модуляция производится от микрофона через модуляционный трансформатор.

На рис. 120 и 123, *а* представлены схемы с трансформаторным модулятором при последовательном и параллельном питании сетки. Активное сопротивление в цепи постоянной составляющей сеточного тока должно быть как можно меньше, так как в противном случае при изменении среднего значения тока изменится и исходное сме-

щение. Следовательно, источник исходного сеточного смещения должен иметь малое внутреннее сопротивление.

На низких частотах емкости $C_{бл}$ и C_{g_1} (в параллельной схеме) шунтируют вторичную обмотку трансформатора и выбираются (как и $L_{бл}$ в параллельной схеме) с учетом допустимых частотных искажений. В то же время для токов высокой частоты сопротивление емкостей должно быть малым, а сопротивление дросселя большим. В этих схемах для снижения нелинейных искажений в модуляторах следует применять триоды с малым R_i. Для большего снижения R_i первичную или вторичную обмотку модуляционного трансформатора можно шунтировать активным сопротивлением, но тогда потребуется большая мощность модулятора.

Расчет модулятора выполняется так же, как трансформаторного усилителя низкой частоты, с учетом входного сопротивления сетки модулируемого усилителя.

На рис. 123, *б* представлена схема реостатно-дроссельного модулятора. В этой схеме сопротивление нагрузки вынесено из цепи постоянной составляющей сеточного тока с целью предотвращения изменения исходного смещения, а в цепь смещения включается дроссель низкой частоты, не допускающий короткого замыкания выходной цепи модулятора для тока низкой частоты. Все блокировочные емкости и дроссели нужно выбирать такой величины, чтобы частотные искажения, вносимые ими, не превышали допустимых.

Преимуществом этой схемы по сравнению с трансформаторной является более низкий уровень частотных искажений и меньшая стоимость, так как блокировочный дроссель проще и дешевле модуляционного трансформатора. Однако наличие дросселя ухудшает частотную характеристику по сравнению с чисто реостатной схемой.

Методика расчета сеточной модуляции смещением. Исходными данными для расчета являются полезная колебательная мощность в режиме несущей частоты $P_{\sim н}$ и коэффициент глубины модуляции m. В большинстве случаев принимают $m = 100\%$.

В процессе модуляции усилитель должен работать в недонапряженном режиме при постоянных величинах $E_а$ и U_{mg_1}. Кроме того, необходимо наличие постоянного фиксированного смещения — $E_{g_1н}$, устанавливающего начальную рабочую точку модуляционной характеристики.

Так как модуляция осуществляется за счет изменения высоты импульса анодного тока и его угла отсечки, то коэффициент использования анодного напряжения будет меняться пропорционально амплитуде первой гармоники I_{a_1} и достигнет максимума в критическом режиме, который в данном случае явится режимом максимальной мощности.

В процессе расчета сеточной модуляции необходимо выбрать лампу, обеспечивающую заданную мощность в максимальном режиме, и произвести электрические расчеты этого режима, режима несущей частоты и телефонного, а затем выбранной схемы модулятора.

Выбор лампы усилителя. Лампа должна обеспечивать мощность максимального режима, и в этом случае ее номинальная мощность будет удовлетворять условию

$$P_{\sim N} > P_{\sim \max} = P_{\sim н} (1 + m)^2 \approx 4P_{\sim н}, \qquad (144)$$

т. е. номинальная мощность ламп при сеточной модуляции должна быть не менее чем в четыре раза больше мощности режима несущей частоты.

Другим фактором, определяющим выбор лампы, является мощность рассеяния на аноде. Максимум этой мощности получается в режиме, близком к режиму несущей частоты. Поэтому после выбора ламп по неравенству (144) следует проверить мощность рассеяния в режиме несущей частоты по формуле

$$P_{а.\,доп} > (1{,}1 - 1{,}2)\ P_{а.\,н}, \qquad (145)$$

где $P_{а.\,н} = (1{,}8-2)\ P_{\sim н}$ [см. уравнение (142)]; эта формула учитывает 10—20%-ный запас мощности, вызванный разбросом мощности рассеяния на аноде различных экземпляров ламп.

Параметры выбранной лампы должны удовлетворять неравенствам (144) и (145).

Выбор угла отсечки анодного тока. Рациональный выбор угла отсечки во многом определяет качественные показатели модулируемого усилителя и величину нелинейных искажений.

В процессе модуляции угол отсечки непрерывно меняется, однако в интервале его изменений $60° < \theta \leqslant 120°$ модуляционная характеристика практически линейна и нелинейные искажения малы. Поэтому желательно при-

нять угол отсечки в максимальном режиме равным $\theta_{max} = 110-120°$.

Такой выбор θ_{max} устранит искажения, вызванные верхним нелинейным участком характеристики, однако не избавит от искажений, вносимых нижним участком (при $\theta < 60°$).

Эти искажения можно уменьшить, используя в последующих усилителях режим усиления модулированных колебаний (УМК), в котором, как будет показано далее, нижний участок модуляционной характеристики будет иметь выпуклый характер и тем самым скомпенсирует вогнутость начального участка модуляционной характеристики модулируемого усилителя.

Если можно допустить менее глубокую модуляцию ($m \leqslant 60-70\%$), то выгоднее принять угол отсечки в режиме несущей частоты $\theta_н = 90°$, в этом случае увеличится к. п. д. и искажения не будут превышать допустимых значений.

В ряде случаев при модуляции приходится отличать режим максимальной мощности от телеграфного. Если передатчик рассчитывается на длительную телеграфную и телефонную работу, то выбор $\theta_{max} = 110-120°$ при телеграфной работе энергетически невыгоден. В этом случае телеграфный режим рассчитывают отдельно с меньшим углом отсечки, а в схеме предусматривают переключения, обеспечивающие этот режим.

Усиление амплитудно-модулированных колебаний. При усилении модулированных колебаний на сетку лампы усилителя подается модулированное напряжение возбуждения, смещение же остается постоянным. В передатчиках малой и средней мощности усиление модулированных колебаний почти не применяется, так как в них модуляция осуществляется в выходном усилителе и надобность в усилении модулированных колебаний отпадает.

В передатчиках большой мощности модуляция в выходном усилителе часто бывает невыгодной из-за необходимости иметь мощный модулятор. Поэтому модуляцию осуществляют в одном из предварительных усилителей, а затем модулированные колебания усиливают.

Усиление модулированных колебаний не следует смешивать с сеточной модуляцией изменением напряжения возбуждения. Однако процессы в анодной цепи и энергетический режим возбуждения оказываются одинаковыми. Судить о процессах, происходящих в усилителе

модулированных колебаний, можно по колебательной характеристике, которая представляет зависимость первой гармоники анодного тока от амплитуды возбуждения.

Форма характеристики зависит от режима работы и угла отсечки. На рис. 124, *а* приведены колебательные характеристики для режимов I рода (кривая *1*), II рода при $\theta = 90°$ (кривая *2*) и при $\theta < 90°$ (кривая *3*).

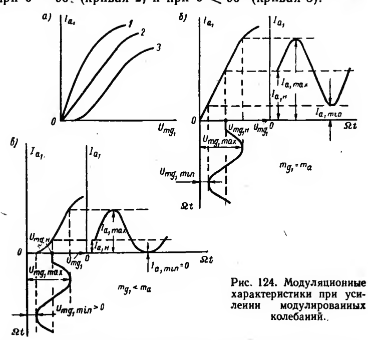


Рис. 124. Модуляционные характеристики при усилении модулированных колебаний.

В недонапряженном режиме форма характеристик близка к линейной, и амплитуда возбуждения в режиме несущей частоты должна выбираться на средней части линейного участка характеристики. Для уменьшения искажений необходимо также, чтобы форма огибающей амплитуды первой гармоники анодного тока соответствовала форме огибающей амплитуды возбуждения на сетке, поэтому коэффициенты глубины модуляции в цепи сетки и в цепи анода должны быть пропорциональны, т. е.

$$m_a = a m_{g_1},$$

где a — коэффициент пропорциональности.

В зависимости от величины a возможны случаи увеличения ($a > 1$) или уменьшения ($a < 1$) глубины модуляции. При $a = 1$ глубина модуляции в сеточной и анодной цепях не меняется.

Наименьшие искажения наблюдаются при $\theta = 90°$, в этом случае $a = 1$ и $m_a = m_{g_1}$ (рис. 124, *б*).

При $\theta < 90°$ характеристика начинается не из начала координат и имеет нижний нелинейный участок, так как с изменением U_{mg_1} меняется не только высота импульса $i_{a\,max}$, но и угол отсечки (последний не изменялся в предыдущем случае). Такой режим усиления сопровождается искажениями (рис. 124, *в*). Преимущество работы с углом отсечки $\theta < 90°$ заключается в возможности углубления модуляции. Расчеты показывают, что при $\theta = 80°$ $m_a \approx \approx 1{,}4 m_{g_1}$, а при $\theta = 70°$ $m_a \approx 2 m_{g_1}$. Углубление модуляции приводит к тому, что неглубокая модуляция в предыдущих усилителях передатчика превращается в глубокую в последующих.

Порядок выбора лампы и расчета УМК в наиболее распространенном случае работы (при $\theta_{max} = 90°$ и $m_a = m_{g_1} = 100\%$) такой же, как при сеточной модуляции смещения.

§ 53. Анодная модуляция

Основной особенностью анодной модуляции по сравнению с сеточной является необходимость иметь большую мощность модулятора.

В дальнейшем будем рассматривать анодную модуляцию в усилителях мощности, так как модуляция в генераторах применяется сравнительно редко, в основном в маломощных передатчиках.

При анодной модуляции напряжения возбуждения и смещения остаются постоянными, а анодное изменяется со звуковой частотой:

$$E_a = E_{a.н} + U_{m\Omega} \cos \Omega t = E_{a.н} (1 + m \cos \Omega t),$$

где $E_{a.н}$ — исходное анодное напряжение в режиме несущей частоты;

$U_{m\Omega}$ — амплитуда модулирующего напряжения;

$m = \frac{U_{m\Omega}}{E_{a.н}}$ — коэффициент глубины модуляции анодного напряжения.

При линейной модуляции амплитуда первой гармоники анодного тока и амплитуда тока контура меняются пропорционально изменению анодного напряжения и их глубина модуляции будет такой же, как и у анодного напряжения, т. е.

$$I_{a_1} = I_{a_1н} + \Delta I_{a_1} \cos \Omega t = I_{a_1н} (1 + m \cos \Omega t);$$

$$I_{к_1} = I_{к_1н} + \Delta I_{к_1} \cos \Omega t = I_{к_1н} (1 + m \cos \Omega t);$$

$$m = \frac{U_{m\Omega}}{E_{а.н}} = \frac{\Delta I_{a_1}}{I_{a_1н}} = \frac{\Delta I_{к_1}}{I_{к_1н}} = \frac{I_{m\Omega}}{I_{a_0н}}$$

и постоянная составляющая анодного тока также будет изменяться:

$$I_{a_0} = I_{a_0н} + I_{m\Omega} \cos \Omega t = I_{a_0н} (1 + m \cos \Omega t),$$

где $I_{m\Omega}$ — амплитуда тока низкой частоты, проходящая в цепи лампы усилителя при модуляции.

Для получения глубокой модуляции необходимо, чтобы амплитуды модулирующего напряжения и тока низкой частоты были соответственно равны исходному анодному напряжению $E_{а.н}$ и $I_{a_0н}$. При этом мощность модулятора будет приблизительно равна половине подводимой мощности в режиме несущей частоты и полезной мощности усилителя.

Режим работы модулируемого усилителя и модуляционные характеристики. Анодная модуляция, как и сеточная, возможна только в режиме II рода. В режиме I рода при изменении $E_а$ изменяется только постоянная составляющая анодного тока, амплитуда первой гармоники остается постоянной. Это иллюстрирует рис. 125, *а*.

В режиме II рода, когда наблюдается отсечка анодного тока, при изменении $E_а$ смещается динамическая характеристика и изменяются нижний угол отсечки анодного тока θ и высота импульса, а следовательно, и I_{a_1}.

Модуляция будет тем эффективнее, чем сильнее анодное напряжение влияет на положение характеристики лампы и форму импульса.

Смещение статических характеристик $i_а = \varphi(e_{g_1})$ при изменении $E_а$ зависит от проницаемости лампы D. Чем меньше D, тем слабее анодное напряжение влияет на анодный ток и тем меньше изменяется I_{a_1} при изменении $E_а$. Эти соображения справедливы для недонапряженного

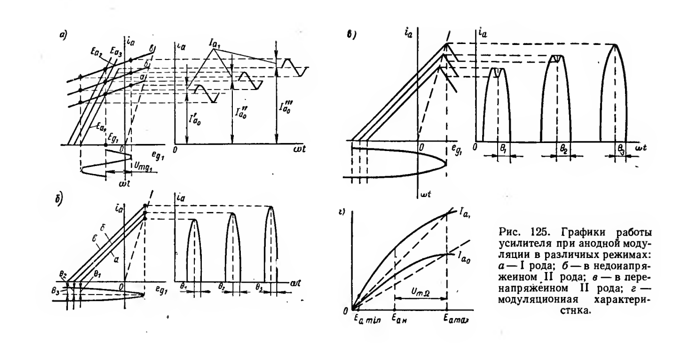


Рис. 125. Графики работы усилителя при анодной модуляции в различиых режимах: *а* — I рода; *б* — в недоиапряжеином II рода; *в* — в перенапряжеином II рода; *г* — модуляционная характеристнка.

режима, в котором у ламп с малой проницаемостью эффективная анодная модуляция невозможна (рис. 125, *б*).

При работе лампы в перенапряженном режиме изменение анодного напряжения приводит к резким изменениям формы и высоты импульса анодного тока — появляется провал в импульсе. В результате меняется амплитуда первой гармоники и постоянная составляющая анодного тока. На рис. 125, *в* приведены динамические характеристики лампы в перенапряженном режиме для различных анодных напряжений и форм импульсов анодного тока. Из графиков следует, что если максимальное анодное напряжение при выбранных E_{g_1} и U_{mg_1} соответствует критическому режиму, то при уменьшении E_a режим делается перенапряженным, и чем больше напряженность режима, тем меньше высота импульса и больше провал в нем.

Модуляционная характеристика при анодной модуляции и зависимость постоянной составляющей анодного тока от анодного напряжения для ламп с малой проницаемостью (рис. 125, *г*) подтверждают справедливость приведенных соображений о выборе режима.

Модуляционная характеристика в перенапряженном режиме почти на всем протяжении изменения E_a оказывается достаточно линейной, за исключением небольшой выпуклости при малых E_a, вызванной некоторым увеличением коэффициента использования анодного напряжения, и нелинейного участка при переходе в недонапряженный режим. Примерно такой же вид имеет и зависимость

$$I_{a_0} = \varphi_1 (E_a).$$

При работе модулируемого усилителя с автоматическим смещением в цепи сетки по мере уменьшения анодного тока возрастает сеточный ток и начальное отрицательное смещение $E_{g_1} = -I_{g_10} R_{g_1}$. Начальная рабочая точка переходит влево, что приводит к уменьшению угла отсечки и высоты импульса. Деформация импульса анодного тока происходит менее резко. Модуляционная характеристика оказывается более линейной, и ее вполне можно заменить прямой линией. Автоматическое смещение облегчает режим работы цепи сетки, так как увеличение смещения при больших токах сетки стабилизирует этот ток и уменьшает мощность потерь сеточной цепи.

Анализ режимов работы и модуляционных характеристик показывает, что для неискаженной анодной модуляции режим максимальной мощности, соответствующий верхней используемой точке, следует брать критическим. Тогда в процессе модуляции модулируемый усилитель будет работать на линейном участке характеристики. Режим несущей частоты установится в средней части линейного участка и будет перенапряженным. Такому режиму соответствует исходное напряжение $E_{а.\,н}$. Амплитуда модулирующего напряжения будет равна разности максимального и исходного анодных напряжения (рис. 125, *г*):

$$U_{m\Omega} = E_{а\,max} - E_{а.\,н}.$$

Режим максимальной мощности при анодной модуляции уже не будет телеграфным, как при сеточной, поскольку ему соответствует не исходное, а максимальное анодное напряжение:

$$E_{а.\,max} = E_{а.\,н}\,(1 + m).$$

Чтобы телеграфный режим (при исходном анодном напряжении $E_{а.\,н}$) стал критическим, а не перенапряженным, необходимо при переходе к телеграфной работе изменить его напряженность и перевести модулируемый усилитель из перенапряженного режима в критический, сохранив значение исходного анодного напряжения. Это осуществляется уменьшением анодной нагрузки, т. е. уменьшением связи лампы с контуром или увеличением связи промежуточного контура с антенной (в выходных усилителях).

Энергетические соотношения при анодной модуляции. Рассмотрим энергетические соотношения в модулируемом усилителе, полагая зависимости $I_{а_1} = \varphi\,(E_а)$; $I_{а_0} = \varphi_1\,(E_а)$ линейными и принимая анодное напряжение в режиме несущей частоты равным номинальному напряжению лампы.

В режиме максимальной мощности

$$\left.\begin{aligned} E_{а\,max} &= E_{а.\,н}\,(1 + m), \\ I_{а_1\,max} &= I_{а_1 н}\,(1 + m), \\ I_{а_0\,max} &= I_{а.\,н}\,(1 + m). \end{aligned}\right\} \qquad (146)$$

Определим мощности в этом режиме:

$$\left.\begin{aligned} P_{0\,\max} &= E_{\mathrm{a}\,\max} I_{\mathrm{a}_0\,\max} = P_{0\mathrm{н}}(1+m)^2; \\ P_{\sim\max} &= \frac{1}{2} I^2_{\mathrm{a}_1\,\max} R_{\mathrm{э}} = P_{\sim\mathrm{н}}(1+m)^2; \\ P_{\mathrm{a}\,\max} &= P_{0\,\max} - P_{\sim\max} = P_{\mathrm{aн}}(1+m)^2. \end{aligned}\right\} \quad (147)$$

К. п. д. усилителя

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\sim\max}}{P_{0\,\max}} = \frac{P_{\sim\mathrm{н}}}{P_{0\mathrm{н}}} = \eta_{\mathrm{н}} = \eta. \quad (148)$$

Уравнения (146) и (148) показывают, что к. п. д. модулируемого усилителя в различных режимах не меняется. Работа с постоянным к. п. д. — важное преимущество анодной модуляции по сравнению с сеточной, причем из-за увеличения коэффициента использования анодного напряжения ($\xi = 0{,}95$—1) к. п. д. получается более высоким ($\eta \approx 0{,}7$—$0{,}8$), чем в максимальном режиме при сеточной модуляции ($\eta \approx 0{,}6$—$0{,}7$).

Лампа усилителя должна обеспечить мощность в максимальном режиме

$$P_{\sim\max} = P_{\sim N}(1+m) = P_{\sim\mathrm{н}}(1+m)^2.$$

По этой мощности выбирают лампу и определяют ее номинальную мощность

$$P_{\sim N} = \frac{P_{\sim\max}}{1+m} = P_{\sim\mathrm{н}}(1+m) \approx 2P_{\sim\mathrm{н}}.$$

Таким образом, номинальная мощность лампы при анодной модуляции оказывается вдвое меньше, чем при сеточной (при одинаковой мощности несущей частоты).

Определим мощность в телефонном режиме. Полезная мощность слагается из мощности несущей частоты и боковых частот:

$$P_{\mathrm{т}} = P_{\sim\mathrm{н}} + 2P_{\mathrm{б}} = P_{\sim\mathrm{н}} + \frac{1}{2} m^2 P_{\sim\mathrm{н}},$$

подводимая мощность

$$P_{0\mathrm{т}} = \frac{P_{\mathrm{т}}}{\eta_{\mathrm{т}}} = \frac{P_{\sim\mathrm{н}}}{\eta_{\mathrm{т}}} + \frac{1}{2} m^2 \frac{P_{\sim\mathrm{н}}}{\eta_{\mathrm{т}}} = P_{0\mathrm{н}} + \frac{1}{2} m^2 P_{0\mathrm{н}},$$

так как

$$\eta_{\mathrm{т}} = \eta_{\max} = \eta_{\mathrm{н}} = \eta.$$

В то же время общая мощность, потребляемая усилителем, слагается из мощности, потребляемой от источника постоянного анодного напряжения, и мощности, подводимой модулятором:

$$P_{0т} = P_{0н} + P_{\Omega} = P_{0н} + \frac{1}{2} U_{m\Omega} I_{m\Omega}.$$

Сравнивая уравнения $P_{0т}$, видим, что

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} U_{m\Omega} I_{m\Omega} = \frac{1}{2} m^2 P_{0н},$$

при $m = 100\%$ и $\eta_н = \eta = 0{,}7—0{,}8$

$$P_{\Omega} = \frac{1}{2} P_{0н} = \frac{1}{2} \frac{P_{\sim н}}{\eta} \approx 0{,}7 P_{\sim н},$$

т. е. полезная мощность модулятора должна составлять приблизительно 70% мощности модулируемого усилителя в режиме несущей частоты.

Определим потери на аноде в телефонном режиме. Ввиду того что к. п. д. усилителя при модуляции не меняется, подводимая мощность при увеличении полезной за счет мощности боковых частот возрастает уже за счет мощности модулятора. Потери на аноде увеличиваются на $\Delta P_а = \frac{1}{2} m^2 P_{а.н}$ и будут равны

$$P_{а.т} = P_{0т} - P_т = P_{0н}(1 + 0{,}5m^2) -$$

$$- P_{\sim н}(1 + 0{,}5m^2) = P_{а.н}(1 + 0{,}5m^2);$$

при $m = 100\%$

$$P_{а.т} \approx 1{,}5 P_{а.н} = 1{,}5 P_{\sim н} \frac{1 - \eta}{\eta} \approx 0{,}6 P_{\sim н},$$

т. е. на 50% больше, чем в режиме несущей частоты.

Телефонный режим — наиболее тяжелый для анодов ламп, поэтому лампы проверяют на максимальную мощность рассеяния в этом режиме (а не в несущем) по формуле

$$P_{а.т} \approx 0{,}6 P_{\sim н} \leqslant P_{а.доп}.$$

Макснмальиая мощность потерь наблюдается в режнме максимальной мощности:

$$P_{\text{а max}} = P_{\text{а. н}} (1 + m)^2 \approx 4P_{\text{а. н}} \approx 1{,}7P_{\sim \text{н}}$$

(эта мощность не опасна для лампы, так как выделяется иа аноде в короткне промежутки времеии).

Такнм образом, мощность, подводимая модулятором, расходуется на созданне боковых частот и дополннтельные потерн на аноде. Действительно, сумма указанных мощиостей равиа мощности модулятора:

$$2P_{\text{б}} + \Delta P_{\text{а}} = \frac{1}{2} m^2 P_{\sim \text{н}} + \frac{1}{2} m^2 P_{\text{а. н}} =$$

$$= \frac{1}{2} m^2 (P_{\sim \text{н}} + P_{\text{а. н}}) = \frac{1}{2} m^2 P_{0\text{н}} = P_{\Omega}.$$

Чем выше к. п. д. уснлителя, тем бо́льшая часть энергии модулятора затрачивается иа создание боковых частот н меньшая часть идет на увеличеине потерь. Данное явление принцнпнально отлнчает анодную модуляцню от сеточной.

Прн сеточиой модуляцнн мощность боковых частот создается не за счет энергин модулятора, а за счет разгрузки аиода лампы усилнтеля. Поэтому мощность потерь в телефоиином режиме прн сеточной модуляцнн меньше, чем в режнме несущей частоты.

Работа модулятора при анодной модуляции. Модулятор является усилнтелем ннзкой частоты и должен работать с мнинмальнымн нелинейнымн нскажеинями.

При работе модулятора в режнме I рода к. п. д. оказывается ннзкнм и мощность потерь на аноде резко возрастает. Макснмальные потерн на аноде модулятора $P_{\text{а}\Omega}$ наблюдаются прн отсутствнн модулнрующего напряжения иа сетке лампы, когда $P_{\Omega} = 0$ н вся мощность, подводнмая к аиодной цепн, затрачнвается на аноде лампы.

Расчеты показывают, что в этом случае прн нанболее вероятных к. п. д. $\eta_{\Omega} = 0{,}25$ и $\eta = 0{,}7$ и $m = 1$

$$P_{\text{а}\Omega} = P_{0\Omega} \approx 6P_{\text{а. н}}.$$

Мощиость $P_{\text{а}\Omega}$ оказывается чрезмерно большой. В случае выбора лампы модулятора на ту же номннальную мощность, что и усилителя, прнходнтся использовать несколько ламп модулятора, а это невыгодно.

При работе модулятора в режиме II рода условия работы лампы будут менее тяжелыми. В этом случае

$$P_{a\Omega} = P_{0\Omega} - P_{\Omega} = P_{\Omega}\frac{1-\eta_{\Omega}}{\eta_{\Omega}}. \qquad (149)$$

Подставляя в уравнение (149) значение P_{Ω}, выраженное через мощность потерь в телефонном режиме, получим при $m = 1$ и $\eta = 0{,}7$:

$$P_{a\Omega} \approx P_{\text{а. т}}\frac{1-\eta_{\Omega}}{\eta_{\Omega}}.$$

Когда к. п. д. модулятора в режиме II рода равен 50%, то

$$P_{a\Omega} \approx P_{\text{а. т}}.$$

Таким образом, потери на анодах ламп модулятора и усилителя равны, что позволяет использовать в них одинаковое число ламп. Недостатком модулятора, работающего в режиме II рода, является большой уровень нелинейных искажений, однако при использовании в модуляторе двухтактной схемы искажения резко снижаются.

Нагрузкой модулятора служит сопротивление анодной цепи усилителя току звуковой частоты

$$R_{\Omega} = \frac{U_{m\Omega}}{I_{m\Omega}}.$$

При анодной модуляции используется линейный участок модуляционной характеристики, поэтому коэффициент глубины модуляции одинаков для токов и напряжений:

$$m = \frac{U_{m\Omega}}{E_{\text{а. н}}} \approx \frac{I_{m\Omega}}{I_{\text{а. н}}}.$$

Нагрузку модулятора можно считать чисто активной и равной сопротивлению усилителя постоянному току:

$$R_{\Omega} = R_{=} = \frac{E_{\text{а. н}}}{I_{\text{а. н}}}.$$

Эти соображения позволяют представить эквивалентную схему модулятора в виде эквивалентного генератора напряжения или тока, работающего на активную нагрузку $R_{=}$.

Схемы анодной модуляции. Анодная модуляция осуществляется в выходных усилителях передатчиков. В передатчиках малой и средней мощностей широко использовались схемы с однотактными трансформаторными модуляторами, работающими в режиме I рода. Эти схемы в настоящее время почти не применяются. В передатчиках большой мощности широкое распространение получили

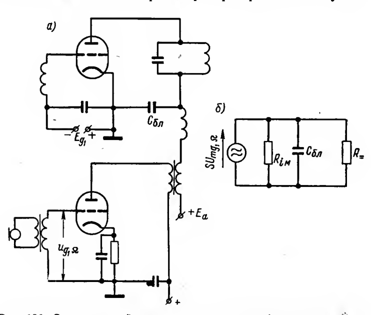


Рис. 126. Схемы анодной модуляции: *а* — с трансформаторным модулятором; *б* — эквивалентная трансформаторного модулятора.

схемы двухтактных модуляторов, работающих в режиме II рода (схема такого модулятора показана ниже на рис. 127).

Недостаток трансформаторной схемы (рис. 126, *а*) — в наличии подмагничивания обмоток модуляционного трансформатора постоянными составляющими анодного тока модулятора и усилителя, что требует увеличения сечения сердечника трансформатора.

Модуляционный трансформатор, используемый в этой схеме, является источником частотных искажений, которые определяются как в обычном трансформаторном

усилителе низкой частоты. Кроме того, индуктивность рассеяния искажает форму выходного напряжения и является источником дополнительных нелинейных искажений. Следовательно, модуляционные трансформаторы должны обладать возможно меньшей индуктивностью рассеяния.

Методика расчета усилителя мощности при анодной модуляции. Расчет схемы анодной модуляции состоит из расчетов модулируемого усилителя и модулятора.

Модулируемый усилитель рассчитывается в перенапряженном режиме. Исходными данными для расчета служат мощность в режиме несущей частоты $P_{\sim н}$ и коэффициент глубины модуляции m. Вначале выбирают исходное анодное напряжение и лампу усилителя.

Выбор анодного напряжения. Когда исходное анодное напряжение выбирается равным номинальному напряжению лампы, то в момент максимальной мощности при $m = 100\%$ лампа находится под удвоенным напряжением и ее полезная мощность оказывается вдвое больше номинальной. Это представляет значительные выгоды по сравнению с сеточной модуляцией, в которой максимальная мощность должна быть равна номинальной мощности ламп.

При таком выборе анодного напряжения в мощных лампах возможен пробой, так как максимальное мгновенное анодное напряжение будет примерно в четыре раза больше номинального:

$$e_{а\,max} \approx E_{а\,max} + U_{mк\,max} = 2E_{а.\,н} + 2U_{mк.\,н}.$$

Для сохранения лампы при кратковременных пробоях, когда $E_а \geqslant 8$ *кв*, в цепь постоянной составляющей анодного тока включают ограничительное сопротивление. На практике исходное анодное напряжение берут равным номинальному ($E_{а.\,н} = E_а$).

Выбор лампы усилителя. Лампа усилителя должна обеспечить мощность максимального режима (при максимальном анодном напряжении), в то же время мощность рассеяния на аноде в наиболее тяжелом для него телефонном режиме не должна превышать допустимой величины:

$$P_{\sim N} \geqslant \frac{1}{2} P_{\sim max} \approx 2P_{\sim н}; \quad P_{а.\,доп} \geqslant P_{а.\,т} \approx 0{,}6P_{\sim н}.$$

Эти соотношения и являются основными условиями выбора лампы.

Выбор угла отсечки. Угол отсечки анодного тока выбирается в режиме максимальной мощности из энергетических соображений, так как он существенно не влияет на форму модуляционных характеристик. Для триода обычно принимают $\theta \approx 70–90°$.

Выбрав лампу и задавшись углом отсечки, переходят к расчету режима максимальной мощности.

Расчет режима максимальной мощности. Расчет на заданную мощность проводится в обычном порядке, характерном для критического режима, с той особенностью, что коэффициент использования анодного напряжения часто увеличивают на 1—3% для обеспечения запаса перенапряженности. При этом колебательная мощность практически не меняется и несколько увеличивается постоянство напряженности режима в процессе модуляции.

В результате расчета получают все электрические данные режима. Затем переходят к расчету усилителя в режиме минимальной мощности при $E_{\text{а min}} = 0$.

В этом режиме анодный ток будет равен нулю, а сеточный ток — суммарному.

Этот режим характеризуется максимальной мощностью возбуждения:

$$(P_{\text{в min}})_{\max} = \frac{1}{2} U_{mg_1} I_{g_1 1\,\min}.$$

Расчет режима несущей частоты. Этот расчет оказывается очень трудоемким. Наиболее точные результаты дает графоаналитический метод последовательных приближений, принцип которого заключается в том, что задаются приближенным значением амплитуды колебательного напряжения

$$U_{m\text{к}} = (1 - 1{,}1)\, \xi_{\max} E_{\text{а}}$$

и вычисляют углы отсечки суммарного и сеточного токов и составляющие суммарного, сеточного и анодного токов [13].

Из расчета режима усилителя определяют исходные данные для расчета модулятора:

$$R_{=} = \frac{E_{\text{а. н}}}{I_{\text{а.н}}}, \quad U_{m\Omega} = mE_{\text{а. н}}.$$

Модулятор рассчитывают как усилитель иизкой частоты. Мощиость, необходимая для возбуждения усилителя, определяется в режиме минимальиой мощиости, когда сеточиые токи максимальиы.

Телеграфиый режим при аиодиой модуляции. В отличие от сеточиых видов модуляции телеграфиый режим усилителей с аиодиой модуляцией уже не является максимальным.

В телеграфиом режиме лампа рассчитывается иа иомиивльиую мощиость

$$P_{\text{тлг}} = P_{\sim N} = P_{\sim\text{н}}(1 + m)$$

при иомииальиом аиодиом иапряжеиии $E_{\text{а. тлг}} = E_{\text{а. н}} = E_{\text{а}}$.

Так как телеграфиый режим выбирается критическим или слабопереиапряжеииым, то к. п. д. и коэффициент использоваиия аиодиого иапряжеиия оказываются того же порядка, что и в режиме иесущей частоты, а мощиость рассеяиия иа аиоде (как и колебательиая мощиость), будет больше, чем в режимах иесущей частоты и телефоиюм:

$$P_{\text{а. тлг}} = P_{\text{а. н}}(1 + m) \approx 2P_{\text{а. н}}$$

или

$$P_{\text{а. тлг}} = \frac{P_{\text{а. т}}(1+m)}{1+\frac{1}{2}m^2} \approx \frac{4}{3}P_{\text{а. т}} = \frac{2}{3}P_{\sim\text{н}}.$$

Поэтому при выборе ламп модулируемого усилителя телефоиио-телеграфиых передатчиков с аиодиой модуляцией иеобходимо, чтобы, кроме условия $P_{\sim N} = P_{\sim\text{н}}(1 + m)$, выполиялось и условие

$$P_{\text{а. доп}} \geqslant P_{\text{а. тлг}} \text{ или } P_{\text{а. доп}} \geqslant \frac{2}{3}P_{\sim\text{н}}.$$

Для перевода усилителя из телефоииого режима в телеграфиый иеобходимо умеиьшить напряжеииость режима, что достигается увеличением связи промежуточиого коитура с аитеииым. При этом эквивалеитиое сопротивлеиие умеиьшится до величииы $R_{\text{э}} = R_{\text{э. кр}}$.

Контроль перевода осуществляют по максимуму тока в аитеиие, который в телеграфиом режиме будет в $\sqrt{1+m}$ раз больше, чем в режиме иесущей частоты.

Расчет телеграфного режима производится обычным способом.

Указанные методы анодной модуляции, как правило, используются в передатчиках достаточно большой мощности.

Комбинированная анодная модуляция усилителей мощности на триодах. В процессе анодной модуляции происходит перераспределение суммарного тока между анодом и управляющей сеткой, и с увеличением перенапряженности режима увеличивается ток управляющей сетки, что приводит к ее перегрузке. По этой причине в современных схемах передатчиков простая анодная модуляция (при постоянных напряжениях смещения и возбуждения) не применяется. В настоящее время используют только комбинированные методы модуляции с автоматическим изменением напряжений в цепи сеток. При этом различают следующие типы модуляции.

А. *Двойная комбинированная анодная модуляция с автоматическим смещением в цепи управляющей сетки.* Такое смещение позволяет избавиться от мощного источника фиксированного смещения и, кроме того, уменьшает перегрузку сетки вследствие увеличения $-E_{g_1}$ с увеличением перенапряженности режима, повышает к. п. д. вследствие уменьшения угла отсечки в режиме несущей частоты и спрямляет нижний выпуклый участок модуляционной характеристики.

Эта модуляция протекает при переменном смещении сетки. Изменение анодного напряжения приводит к перераспределению суммарного тока лампы, а изменения сеточного тока — к изменению смещения управляющей сетки $E_{g_1} = -I_{g_10}R_{g_1}$. При этом в точке максимального режима, который выбирается критическим или слабоперенапряженным, наблюдается минимальное отрицательное смещение $E_{g_1\,max} = -I_{g_10\,max}R_{g_1}$, а максимальное смещение — в минимальном режиме при $E_{a\,min}$:

$$E_{g_1\,min} = -I_{g_10\,min}R_{g_1}.$$

Такой характер изменения смещения сглаживает изменения сеточного тока, так как с ростом I_{g_10} увеличение отрицательного смещения тормозит рост этого тока, и напряженность режима в процессе двойной комбинированной модуляции меняется в значительно меньшей степени, чем при простой модуляции. Режим усилителя все

время остается достаточно близким к критическому. В результате модуляционная характеристика будет более линейной и пройдет ниже характеристики при простой модуляции.

Б. *Тройная комбинированная анодная модуляция*, при осуществлении которой, кроме автоматического изменения смещения управляющей сетки, производят принудительно модуляцию напряжения возбуждения, применяя анодную модуляцию в возбудителе модулируемого усилителя. При этом напряжение возбуждения должно меняться синхронно и синфазно с анодным напряжением модулируемого усилителя.

Такая комбинированная модуляция позволяет устранить некоторые недостатки, связанные с необходимостью поддержания постоянства амплитуды напряжения возбуждения, а именно: 1) необходимость использования мощного возбудителя из-за больших и непостоянных по величине сеточных токов модулируемого усилителя; 2) появление паразитной частотной и фазовой модуляции, обусловленной расстройкой контура возбудителя, которая появляется вследствие изменения входного сопротивления модулируемого усилителя, шунтирующего контур возбудителя.

При тройной комбинированной модуляции принудительно изменяют анодное напряжение и амплитуду напряжения возбуждения модулируемого усилителя:

$$E_a = E_{a.\,н} (1 + m_a \cos \Omega t),$$

$$U_{mg_1} = U_{mg_1 н} (1 + m_g \cos \Omega t),$$

где E_a, U_{mg_1} — анодное напряжение и амплитуда напряжения возбуждения модулируемого усилителя соответственно;

m_a, m_{g_1} — коэффициенты глубины модуляции в анодной и сеточной цепях соответственно;

Ω — угловая частота модуляции.

Наличие в цепи управляющей сетки сопротивления смещения приводит к дополнительной автоматической модуляции по этой сетке.

Для осуществления тройной модуляции необходимо дополнительно осуществить анодную модуляцию в усилителе, возбуждающем модулируемый. Эта модуляция осуществляется от того же источника, что и в выходном

усилителе, и приводит к измеиеиию аиодиого иапряжеиия возбудителя а, следовательно, и иапряжеиия возбуждення модулируемого уснлителя.

Низкий уровеиь сеточных токов — важиое пренмущество комбнинрованной модуляцнн, которое позволяет значнтельно сннзнть мощность возбуднтеля.

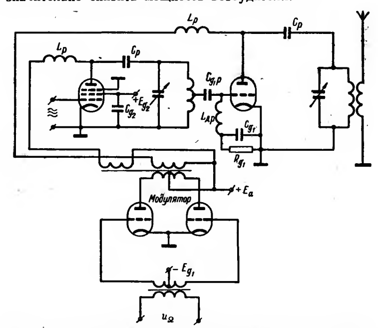


Рис. 127. Схема тройной комбннированной анодной модуляцин с двухтактным модулятором.

Одна нз возможных схем тройной комбннироваиной модуляцнн показана на рнс. 127. В этой схеме используется двухтактный модулятор, а принуднтельная модуляцня напряжеинем возбуждеиия в предоконечном уснлнтеле достнгается использованнем в нем аиодиой модуляцни от общего с выходным уснлнтелем модулятора.

К методам тройной аиодиой модуляции отиоснтся схема автоаиодной модуляции, предложенная Н. Г. Кругловым в 1943 г. В настоящее время она шнроко нспользуется как в мощиых радновещательных передатчиках, так и в передатчиках средией мощности.

Опыты показали, что переход на автоанодную модуляцию позволяет увеличить мощность в антенне на 70—100% и повысить промышленный к. п. д. до 35—40% при сохранении электроакустических показателей передатчиков на допустимом уровне.

Принцип автоанодной модуляции заключается в том, что в мощном модулируемом усилителе происходит одновременное изменение анодного напряжения, амплитуды напряжения возбуждения и сеточного смещения, причем амплитуда напряжения возбуждения и анодное напряжение изменяются синфазно, а смещение на сетке — противофазно. В результате такого воздействия на лампу происходят синфазные изменения амплитуды первой гармоники анодного тока и анодного напряжения, т. е. анодная модуляция.

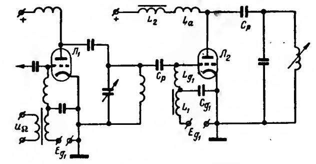


Рис. 128. Схема автоанодной модуляции.

В качестве примера рассмотрим работу упрощенной принципиальной схемы автоанодной модуляции (рис. 128). В этой схеме предварительный усилитель, построенный на лампе $Л_1$, подвергается сеточной модуляции смещением, поэтому напряжение возбуждения выходного усилителя оказывается модулированным.

В цепи сетки и анода выходного усилителя на лампе $Л_2$ включены модуляционные дроссели L_1 и L_2, обладающие большой индуктивностью. Выходной усилитель работает в перенапряженном режиме с углом отсечки анодного тока $\theta = 120—140°$ и коэффициентом использования анодного напряжения $\xi = 1$.

Изменение амплитуды напряжения возбуждения в такт с частотой модуляции вызывает изменение постоянной

составляющей сеточного тока $I_{g_1 0}$ выходного усилителя. На дросселе L_1 возникает дополнительное напряжение смещения, противофазное изменениям вызвавшего его тока $I_{g_1 0}$. Дополнительное напряжение смещения будет изменять угол отсечки θ анодного тока, причем увеличение амплитуды напряжения возбуждения U_{mg_1} и тока $I_{g_1 0}$ приведет к уменьшению смещения и угла отсечки, а уменьшение U_{mg_1} и $I_{g_1 0}$ — к увеличению смещения и угла отсечки. Изменение угла отсечки вызывает изменения составляющей анодного тока I_{a_0} и приводит к появлению на анодном дросселе дополнительного анодного напряжения, противофазного изменениям I_{a_0}, т. е. находящегося на фазе с изменениями амплитуды напряжения возбуждения. В результате изменения анодного напряжения в перенапряженном режиме изменится амплитуда первой гармоники анодного тока, т. е. произойдет модуляция.

Преимущества схемы автоанодной модуляции заключаются в возможности значительно снизить мощность предоконечного усилителя и мощность модулятора при сохранении основного преимущества анодной модуляции — высокого и постоянного к. п. д.

К недостаткам автоанодной модуляции относятся значительные искажения модуляционной характеристики и вызванная этим несимметрия модуляции. Для устранения недостатков включают специальные компенсирующие лампы и применяют схемы отрицательной обратной связи. Последние исследования показали, что использование глубокой отрицательной обратной связи позволяет снизить искажения и упростить схему.

Сравнение методов сеточной и анодной модуляции. Каждый из указанных методов модуляции имеет свои достоинства и недостатки. Анодная модуляция, например, требует вдвое меньшую номинальную мощность ламп усилителя, чем сеточная. Мощность анодного модулятора, работающего в режиме II рода, будет того же порядка, что и мощность усилителя. Суммарная мощность ламп усилителя и модулятора оказывается примерно такой же, как и при сеточной модуляции. У анодных модуляторов, работающих в режиме I рода, номинальная мощность модуляторных ламп будет более чем в два раза превышать номинальную мощность ламп усилителя, и в этом случае общая номинальная мощность ламп будет больше, чем при

сеточной модуляции. Поэтому в современных схемах анодных модуляторов режим I рода не используется.

С точки зрения подводимой мощности и к. п. д. анодная модуляция имеет значительные преимущества перед сеточной, но только при работе модулятора в режиме II рода (обычно в двухтактной схеме). Анодная модуляция характеризуется меньшими нелинейными искажениями, так как ее модуляционная характеристика более линейна, чем при сеточной модуляции.

В диапазонных передатчиках важное значение имеет постоянство мощности в диапазоне. В этом случае анодная модуляция, которая осуществляется в перенапряженном режиме, более выгодна, так как обеспечить перенапряженный режим в диапазоне волн значительно легче, чем недонапряженный. Кроме того, перенапряженный режим характеризуется большим постоянством колебательного напряжения на контуре и полезной мощности.

К недостаткам анодной модуляции следует отнести бóльшую, чем при сеточной модуляции, мощность и габариты модуляционного устройства и более высокие мгновенные напряжения, действующие в модулируемом усилителе.

Применение анодной модуляции нецелесообразно в маломощных и малогабаритных телефонно-телеграфных передатчиках, а также в передатчиках, работающих в тяжелых атмосферных условиях (повышенная влажность, низкое давление), где более вероятен пробой изоляции деталей при высоких анодных напряжениях.

§ 54. Модуляция в усилителях мощности на тетродах и пентодах

Сеточная модуляция смещением. Сеточная модуляция смещением в тетродах и пентодах происходит так же, как и в триодах. Все выводы и расчеты, приведенные для триодов, справедливы и в данном случае.

Мощность модулятора при модуляции в усилителях на тетродах и пентодах меньше, чем в усилителях на триодах, из-за меньшего тока управляющей сетки.

При модуляции на управляющую сетку в экранированных лампах цепь экранной сетки должна иметь небольшое сопротивление низкочастотной составляющей экранного тока, которая появляется при модуляции.

В противном случае напряжение на экранной сетке будет изменяться со звуковой частотой, что приведет к некоторой демодуляции. По этим соображениям гасящее сопротивление в цепи экранной сетки должно быть малым или экранную сетку следует питать от потенциометра с небольшим сопротивлением.

Модуляция на экранную сетку. Модуляция изменением напряжения экранной сетки подобна сеточной модуляции смещением. Экранная модуляция, как и сеточная, производится в недонапряженном режиме, и все выводы для сеточной модуляции можно использовать при расчете экранной. Форма модуляционной характеристики $I_{a_2} = \varphi(E_{g_2})$ зависит от величины токов управляющей и экранной сеток и может быть получена достаточно линейной.

К недостаткам экранной модуляции относятся:

1) необходимость иметь большие мощности и напряжения модулятора; это объясняется тем, что ток экранной сетки значительно больше тока управляющей, а модуляционная характеристика более полога, чем при сеточной модуляции, что требует большого модулирующего напряжения;

2) изменение напряжения экранной сетки в пределах $e_{g_2\,max} < E_{g_2} < e_{a\,min}$ для обеспечения недонапряженного режима, что ограничивает предельную глубину модуляции;

3) появление дополнительного источника частотных искажений — емкости, блокирующей экранную сетку по высокой частоте.

Из-за указанных недостатков экранная модуляция на практике не применяется.

Анодно-экранная модуляция. Простая анодная модуляция в усилителях на тетродах и пентодах обычно не применяется, так как она протекает со значительными токами экранной сетки, приводящими к перегрузкам последней.

С целью устранения перегрузки экранной сетки применяют комбинированные методы анодной модуляции, когда анодная модуляция дополняется модуляцией по экранной и управляющей сеткам.

Следует отметить, что наличие автоматического смещения в цепи управляющей сетки слабо влияет на форму модуляционной характеристики (из-за малой величины

токов этой сетки) и служит в основном для предохранения этой сетки от перегрузки, поэтому комбинированную анодную модуляцию обычно называют *анодно-экранной*. Ее целесообразнее осуществлять в недонапряженном режиме, близком к критическому.

Различают два типа анодно-экранной модуляции: автоматическую с гасящим сопротивлением в цепи экранной сетки при ее автономном питании и принудительную, когда на эту сетку подается часть модулирующего напряжения.

В процессе автоматической модуляции наличие автоматического смещения экранной сетки ограничивает ее

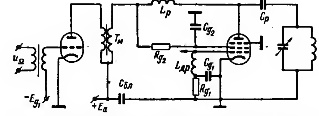


Рис. 129. Схема принудительной анодно-экранной модуляции с гасящим сопротивлением в цепи экранной сетки.

потери и спрямляет модуляционную характеристику, которая по форме будет близка к характеристике анодной модуляции.

В процессе принудительной модуляции устраняется основной недостаток автоматической модуляции — необходимость увеличения напряжения источника экранного напряжения и большие потери в гасящем сопротивлении; кроме того, можно расширить пределы изменения экранного напряжения. Модуляционная характеристика в этом режиме будет близка по форме к характеристике сеточной модуляции смещением. В схеме принудительной модуляции можно осуществить такой режим работы (переходный к автоматической), при котором модуляционная характеристика окажется наиболее линейной; это объясняется как влиянием на ее форму перераспределения суммарного тока между экранной сеткой и анодом (что характерно для автоматической модуляции), так и прямым влиянием экранного напряжения (что характерно для принудительной модуляции). На рис. 129 приведена схема с принудительной модуляцией. На экранную сетку подается часть

модулирующего иапряжеиия через гасящее сопротивление R_{g_2}. При автоматической модуляции гасящее сопротивлеиие R_{g_2} подключается к плюсу источиика питания ($+E_a$). Модуляционные характеристики при прииудительной и автоматической модуляции и для переходиого режима представлеиы иа рис. 130.

Модуляция на защитную сетку. Модуляция на защитную сетку осуществляется измеиеиием напряжеиия этой сетки при постоянных иапряжеиииях E_{g_1}, E_{g_2}, U_{mg_1} и E_a.

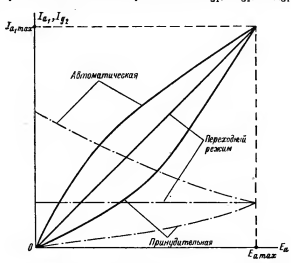


Рис. 130. Модуляциоиные характеристики аиодио-экраииой модуляции (автоматической, приидительной и переходиого режима).
—— I_{a_1}; ——·—— I_{g_2}.

Увеличение напряжения E_{g_3} вызывает возрастание токов защитиой сетки, падеиие токов управляющей и экраиной сеток и иебольшое изменение аиодного тока из-за слабого влияиия иапряжеция E_{g_3} иа суммариый ток в иедонапряженном режиме по экраиной сетке. Очевидио, что в таком режиме модуляция на защитную сетку малоэффективна.

При увеличеиии отрицательного напряжеиия $-E_{g_3}$ лампа переходит в перенапряженный режим ($I_{g_3}=0$), токи управляющей и экраиной сеток увеличиваются,

а анодный ток уменьшается, и при некотором напряжении $-E'_{g_3}$ лампа запирается и $I_{a_1} = 0$.

На рис. 131, *а* показаны зависимости токов в лампе от напряжения на защитной сетке. Зависимость $I_{a_1} = \varphi(E_{g_3})$ является статической модуляционной характеристикой. Модуляция на защитную сетку эффективно

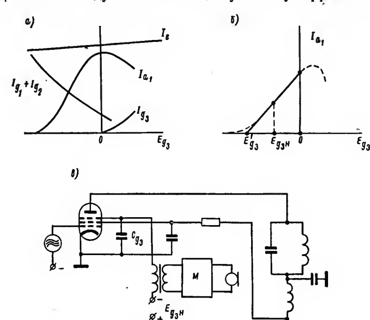


Рис. 131. Модуляция на защитную сетку в усилителе на пентоде: *а* — зависимость токов от направления защитной сетки; *б* — модуляционная характеристика; *в* — схема модуляции.

осуществляется в перенапряженом режиме по экранной сетке. Модуляционная характеристика оказывается достаточно линейной и при расчетах заменяется прямой.

Режим максимальной мощности выбирают при нулевом или небольшом положительном напряжении на защитной сетке, и модуляция практически происходит без сеточных токов. В результате мощность, потребляемая от модулятора, оказывается очень малой и модуляция часто осуществляется непосредственно от микрофона через

микрофоиный траисформатор. В этом преимущество даииой модуляцнн по сравненню с сеточной модуляцней смещением.

Рассмотрнм расчетные соотиошеиия при модуляцни. На рнс. 131, *б* приведена идеализированная модуляцнонная характернстика с точкой макснмального режнма, соответствующей $E_{g_3} = 0$. Напряженне запирания защнтной сеткн можно определнть нз условня равенства нулю управляющего напряження эквнвалентного тетрода, у которого анодное напряженне пересчнтано на защнтную сетку:

$$E_y \approx E_{g_3} + D_{3g_3} E_a = 0,$$

откуда

$$E_{g_3} = E'_{g_3} \approx - D_{ag_3} E_a = - \frac{E_a}{|\mu_{ag_3}|},$$

где $D_{ag_3} = \frac{1}{|\mu_{ag_3}|}$ — проннцаемость защнтной сеткн. Проннцаемость обычно невелнка ($D_{ag_3} \approx 0{,}1$—$0{,}2$), так как защнтиая сетка делается редкой.

Напряженне защнтной сеткн в телефонном режиме оказывается сравннтельно большнм (десятки и сотнн вольт) и определяется по формуле

$$E_{g_3\text{н}} \approx \frac{E_{g_3\,\max} + mE'_{g_3}}{1+m}.$$

Напрнмер, при $E_a = 1000$ *в*, $D_{ag_3} = 0{,}15$, $m = 1$ и $E_{g_3\,\max} = 0$

$$E_{g_3\text{н}} = \frac{E'_{g_3}}{1+m} = - \frac{D_{ag_3} E_a}{1+m} = - \frac{0{,}15 \cdot 1000}{2} = -7{,}5\ в.$$

Амплнтуда модулирующего иапряження

$$U_{m\Omega} = |E_{g_3\text{н}}| - |E_{g_3\,\max}|,$$

при $E_{g_3\,\max} = 0$

$$U_{m\Omega} = |E_{g_3\text{н}}|,$$

т. е. также оказывается весьма значительиой.

Прн простой модуляцин иа защнтиую сетку обычно наблюдается резкое увеличение потерь в цепи экраиной

сеткн, что прнводнт к ее перегрузке. Поэтому на практнке примеияют комбиннроваиные методы модуляции с автоматическим смещеиием в цепи управляющей сетки и гасящим сопротнвлением в цепи экраииой сетки.

При переходе к режиму минимальной мощиости напряжеиие увеличивается и токи экраииой н управляющей сеток растут. Налнчие сопротивлеинй в цепях этих сеток замедляет рост нх токов и приводнт к снижению потеициала иа иих.

Наибольшее влияиие иа режим работы оказывает сопротивление в цепи экраииой сетки. Ток этой сетки уменьшается в полтора-два раза.

Влияние измеиеиия автоматического смещеиия управляющей сеткн, ток которой также несколько увелнчивается с увеличеиием $-E_{g_1}$, благопрнятио сказывается иа режиме работы и форме модуляциоииой характеристики, которая в этом случае более лииейиа, чем прн сеточиой модуляции смещеиием.

В телефоиио-телеграфиых передатчиках переход из режима телефоиии в режим телеграфии осуществляется измеиеиием смещения защитной сетки от $-E_{g_3н}$ до $E_{g_3\,max}$.

К недостаткам модуляцнн на защнтную сетку отиосятся зиачнтельиое отрицательиое исходиое иапряжеиие $-E_{g_3н}$ и иесколько большая мощиость возбуждения (из-за увеличеиия токов управляющей сетки).

Блокировочиый коиденсатор C_{g_3} может вызвать частотиые искажеиия, поэтому его емкость не должиа быть чрезмерио большой.

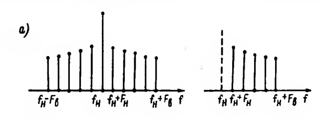
§ 55. Однополосная модуляция

Одиополосиая модуляция (ОМ) — одни из иаиболее перспективиых совремеиных методов модуляции. Впервые на возможиость такой модуляции указал В. М. Шулейкии в 1915—1916 гг., одиако практическое осуществлеиие одиополосиой модуляции вызвало целый ряд технических трудиостей, преодолеть которые оказалось возможиым только в последиие годы.

Прииципп действия однополосиой модуляции заключается в том, что в передатчике из всего частотиого спектра, полученного прн амплитудной модуляцин н равиого по ширине удвоенному спектру управляющего сигиала, выделяется одиа боковая полоса частот, колебания которой излучаются передающей антенной.

На рис. 132, *а* показаны частотные спектры колебаний АМ и ОМ при работе с верхней боковой полосой модуляции. Таким образом, при ОМ спектр высокочастотных модулированных колебаний имеет ту же ширину, что и спектр управляющего (модулирующего) сигнала.

Принципиально ОМ можно осуществить по следующей блок-схеме передатчика (рис. 132, *б*). В передатчик



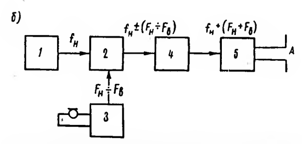


Рис. 132. Однополосная модуляция: *а* — частотные спектры колебаний при обычной и однополосной модуляции; *б* — блок-схема однополосного передатчика.

входят генератор *1*, специальный (балансный) модулятор *2*, обычный модулятор *3*, фильтры боковой полосы *4* и усилители модулированных колебаний *5*.

Генератор вырабатывает колебания высокой частоты, которые поступают на балансный модулятор и модулируются колебаниями низкой частоты. Схема балансного модулятора построена так, что на его выходе появляются колебания верхней и нижней боковых частот, несущая же частота почти полностью подавляется.

Напряжение боковых частот поступает на систему фильтров, которые подавляют одну (нижнюю) боковую полосу частот и подают напряжение второй (верхней) боковой полосы частот на усилители модулированных ко-

лебаний. Последнне усилнвают мощность верхней боковой полосы частот до заданной величииы и передают ее в аитенну.

Для приема таких колебаиий и воспроизведеиия модулирующей частоты необходимо наличие иесущей частоты, которая восстаиавливается в приемике с помощью специальиого гетеродина. При отсутствин колебаний иесущей частоты в приемннке воспроизвестн модулирующий сигнал иевозможио, так как в детекторе отсутствуют биеиия иесущей н боковых частот, в результате которых возиикают частоты модуляции.

Частота $f_г$ гетеродииа приемиика должиа точио соответствовать несущей частоте $f_н$, в противиом случае появятся сильные искажения и прием сделается невозможиым.

Расхождеиие частот $f_г$ и $f_н$ не должио превышать 20—50 *гц*. Это требует весьма высокой стабильиости иесущей частоты передатчика и гетеродииа приемиика: ие более 10^{-6}—10^{-7} в диапазоие коротких волн (иа частотах порядка 30 *Мгц*).

Для получеиия колебаиий иесущей частоты в приемиике аитеииа передатчнка должиа излучать ие только колебаиия верхией боковой полосы частот, ио и иебольшую часть мощиости несущей частоты. Эти колебаиия, называемые пилот-сигиалом, нмеют амплитуду, составляющую 15—20% от макснмальной.

Мощиость пилот-сигиала должиа быть такой, чтобы сигиал иесущей частоты не заглушался собствеиными шумами приемиика.

Обеспечить более высокую стабильиость частоты гетеродииа приемника можио путем автоматической подстройки частоты с помощью пилот-сигиала.

К одиополосиой передаче предъявляется важное требоваиие — подавлять нижиюю боковую полосу частот. Подавлеиие легко осуществить с помощью фильтров, ио только тогда, когда боковые полосы — иижияя и верхияя — достаточио удалеиы друг от друга по частоте. При работе иа коротких волиах и иесущей частоте порядка едииц и десятков мегагерц боковые полосы частот различаются иа сотые доли процеита и их разделеиие практическн иевозможио. Тогда приходится усложиять схему передатчика, вводя систему миогократной модуляцин, принцнп которой состоит в повторной модуляцнн все

более высоких несущих частот, в результате чего относительная расстройка боковых частот увеличивается и нижняя боковая полоса может быть легко отфильтрована.

Подавление одной боковой полосы в значительной степени уменьшает помехи, создаваемые соседними по частоте радиостанциями. В то же время на месте частотного спектра подавленной боковой полосы можно сформировать второй однополосный канал передачи другого управляющего сигнала, причем на ширине спектра АМ будут передаваться два сообщения, а это приведет к значительному увеличению линий связи при том же спектре частот.

Трудности осуществления высококачественной ОМ привели к тому, что реальные схемы передатчиков ОМ в значительной степени отличаются от принципиальной блок-схемы (рис. 132, *б*).

В настоящее время существует несколько основных методов построения схем ОМ: метод многократной балансной модуляции, фазокомпенсационный и др., рассмотрение которых выходит за рамки учебника.

Так как ОМ вдвое сокращает полосу частот, занимаемую излучением передатчика, то применяют многоканальную передачу, т. е. одновременно с телефонным осуществляют несколько телеграфных каналов. Несмотря на это, общая полоса, занимаемая передатчиком, будет незначительно превышать полосу частот двухполосной передачи.

Преимуществами однополосной модуляции являются высокая стабильность однополосного сигнала и сильное подавление нерабочих частот на выходе передатчика. К основным недостаткам ее относятся большое число различных комбинационных частот, требующих специальных мер подавления, и сложность аппаратуры.

Однополосная модуляция, широко применяемая для коммерческой радиосвязи на коротких волнах и в телевидении, обладает следующими важными преимуществами.

1. При однополосной модуляции амплитуду колебаний боковой полосы можно принять равной амплитуде колебаний режима максимальной мощности при той же номинальной мощности ламп в выходной ступени передатчика, в то время как при обычной передаче амплитуда огибающей высокочастотного колебания, от которой зависит громкость приема, не может быть принята (даже при $m = 100\%$) большей амплитуда несущей частоты. Таким

образом, отношение амплитуд тока в антенне при однополосной и обычной передаче следующее:

$$\frac{I_{A\,max}}{mI_{AH}} = \frac{I_{AH}(1+m)}{m\,I_{AH}} = \frac{1+m}{m} \approx 2.$$

2. Уменьшение полосы частот, излучаемой антенной передатчика, позволяет вдвое уменьшить полосу пропускания приемника, при этом уменьшается уровень внутренних шумов, что приводит к увеличению отношения сигнал/шум.

3. При однополосной модуляции не сказываются селективные замирания, являющиеся значительной помехой радиоприему.

4. Средняя мощность, потребляемая однополосным передатчиком, оказывается меньше, чем при обычной передаче (примерно на 20—30%). Это объясняется отсутствием излучения в режиме молчания и уменьшением потребляемой мощности в этом режиме.

5. Расчеты показывают, что однополосная модуляция дает 16—20-кратный энергетический выигрыш по сравнению с амплитудной.

Недостатки ОМ связаны с необходимостью осуществления высокой стабильности частоты передатчика и гетеродина приемника, усложнением схем и более высокой стоимостью. Несмотря на это ОМ начинает широко внедряться в радиосвязь, использующую передатчики малой и средней мощности.

§ 56. Частотная и фазовая модуляции

Частотная и фазовая модуляции (ЧМ и ФМ) заключаются в изменении частоты или фазы высокочастотного колебания по закону управляющего сигнала. Частотная модуляция была известна в 20-х годах, но практическое применение получила с середины 30-х годов с развитием техники ультракоротких волн. В настоящее время частотная модуляция широко используется в коммерческой радиосвязи, радиовещании на метровых волнах и телевидении для передачи звукового сопровождения и т. д.

Общие сведения. Как известно, периодическое колебание можно выразить уравнением

$$i = I_m \cos\varphi = I_m \cos(\omega t + \varphi),$$

где φ — фаза колебания, характеризующая состояние колебательного процесса в данный момент времени.

Фаза является функцией времени и в простейшем случае, при незатухающих гармонических колебаниях, линейно зависит от времени:

$$\varphi = \omega t + \varphi_0,$$

где φ_0 — начальная фаза колебания.

Угловая частота ω и фаза φ связаны зависимостью

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}; \quad \varphi = \int \omega \, dt. \qquad (150)$$

Взаимная зависимость фазы и угловой частоты такова, что всякое отклонение фазы от линейного закона приводит к отклонению частоты от начального значения, и наоборот. По этим причинам при фазовой модуляции всегда меняется частота, а при частотной модуляции — фаза.

Несмотря на тесную связь, частотную и фазовую модуляции можно различать по тому, какой из параметров колебания (частота или фаза) находится под воздействием модулирующего фактора. Если модулирующий фактор меняет фазу, то модуляцию следует считать фазовой (хотя при этом меняется и частота) и, наоборот, если модулирующий фактор меняет частоту (хотя при этом меняется фаза), то модуляцию следует считать частотной.

Рассмотрим характер колебаний при фазовой и частотной модуляциях и определим, как будет меняться второй параметр (при фазовой модуляции частота, а при частотной фаза).

При фазовой модуляции фаза меняется по закону модулирующего напряжения, т. е.

$$\varphi = \omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_1,$$

где $\omega_0 t + \varphi_0$ — составляющая фазы, изменяющаяся по линейному закону;

$\varphi_1 = ku_\Omega = kU_{m\Omega} \cos \Omega t$ — составляющая фазы, изменяющаяся по закону напряжения u_Ω;

k — коэффициент пропорциональности.

В результате при модуляции колебания по фазе

$$i = I_m \cos (\omega_0 t + \varphi_0 + kU_{m\Omega} \cos \Omega t).$$

Выбрав для упрощения такое начало отсчета времени, при котором $\varphi_0 = 0$, получим

$$i = I_m \cos(\omega_0 t + m_\varphi \cos \Omega t),$$

где $m_\varphi = kU_{m\Omega} = \Delta\varphi$ — максимальное отклонение фазы от линейного закона, называемое индексом фазовой модуляции.

Индекс фазовой модуляции, как и коэффициент глубины модуляции m, зависит от амплитуды низкой частоты. На рис. 133, *а* показаны зависимость фазы от модулирующего напряжения и колебание, модулированное по фазе. Пунктирной линией отмечено основное колебание. Из графиков видно, что с увеличением фазы модулированное колебание опережает по фазе основное, а при уменьшении фазы отстает от него. Изменение фазы приводит к изменению частоты, так как при опережении фазы частота должна увеличиваться, а при отставании фазы — уменьшаться.

Закон изменения частоты можно определить по уравнению (150):

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d(\omega_0 t + m_\varphi \cos \Omega t)}{dt} = \omega_0 - m_\varphi \Omega \sin \Omega t =$$

$$= \omega_0 - \Delta\omega \sin \Omega t,$$

где $\Delta\omega = m_\varphi \Omega = k\Omega U_{m\Omega}$ — девиация частоты или максимальное отклонение частоты от начального значения.

Из этих выражений следует, что при фазовой модуляции прямой пропорциональности между девиацией частоты и амплитудой модулирующего колебания не наблюдается. Девиация частоты зависит от частоты модуляции и различна на разных модулирующих частотах. Эта зависимость (рис. 133, *б*) объясняется так: чем больше частота модуляции, тем чаще меняется фаза и, следовательно, больше скорость изменения фазы во времени (т. е. угловая частота).

При частотной модуляции частота колебаний меняется по закону величины модулирующего напряжения: $\omega = \omega_0 + \omega_1$; здесь $\omega_1 = ku_\Omega = kU_{m\Omega} \cos \Omega t$ характеризует отклонение частоты от начального значения.

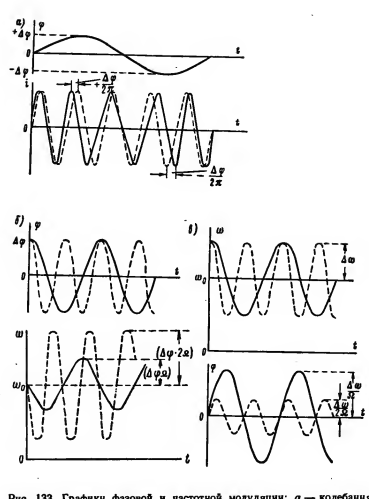


Рис. 133. Графики фазовой и частотной модуляции: *а* — колебания, модулированные по фазе; *б* — временная зависимость фазы и частоты для двух частот модуляции при фазовой модуляции; *в* — временная зависимость частоты и фазы при частотной модуляции для двух частот модуляции.

Величииа $\Delta\omega = kU_{m\Omega}$, представляющая максимальиое отклоиеиие частоты от средиего зиачеиия, иазывается девиацией частоты.

В моменты максимальиой громкости частота увеличивается, в момеиты мииимальиой — умеиьшается. При этом меняется фаза колебаиий. Определим фазу колебаиий для даииого случая. Из уравиеиия (150)

$$\varphi = \int \omega \, dt = \int (\omega_0 t + \Delta\omega \cos \Omega t) \, dt =$$
$$= \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0.$$

Полагая для упрощеиия $\varphi_0 = 0$, получим

$$\varphi = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t = \omega_0 t + m_f \sin \Omega t. \qquad (151)$$

Следовательио, фаза колебаиий меияется по ииому закоиу, чем частота, и ие пропорциоиальиа амплитуде модулирующего иапряжеиия.

Максимальиое отклоиеиие фазы от лииейиого закоиа

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega} = m_f \qquad (152)$$

равио иидексу частотиой модуляции m_f и зависит ие только от амплитуды модулирующего иапряжения, но и от частоты модуляции.

На рис. 133, *в* показаиы времеииые зависимости частоты и фазы при двух частотах модуляции Ω и 2Ω (пуиктир — для частоты 2Ω).

На осиоваиии уравиеиия (151) частотио-модулироваииые колебаиия можио представить следующим образом:

$$i = I_m \cos \varphi = I_m \cos (\omega_0 t + m_f \sin \Omega t).$$

Форма частотио-модулироваииого сигиала виешие похожа на колебаиие, модулированное по фазе (рис. 133, *а*), одиако закоиы измеиеиия частоты в том и другом случае различиы. Так, если фаза меияется по закоиу $\sin \Omega t$, то частота — по закоиу $\cos \Omega t$ и иаоборот.

Взаимиая связь частотиой и фазовой модуляции позволяет превращать один вид модуляции в другой, что и используется иа практике в косвеииых методах модуляции, когда первоиачальио осуществлеииая фазовая модуляция превращается в частотиую.

Частотный спектр частотно- и фазово-модулированных колебаний. Исследования показали, что частотно- и фазово-модулированные колебания являются сложными и могут быть представлены бесконечным рядом составляющих (гармоник) различных частот, амплитуд и фаз. Частотный спектр колебаний оказывается шире и только в некоторых частных случаях равен спектру при амплитудной модуляции.

В частотном спектре колебаний при амплитудной модуляции каждой гармонике модулирующего сигнала соответствует пара боковых частот $\omega_0 + \Omega$, при частотно- и фазово-модулированных колебаниях (при модуляции одним тоном) появляется бесконечно большое число пар боковых частот $\omega_0 \pm n\Omega$, где $n = 1, 2, 3 \ldots$ Если же модулирующее колебание содержит гармоники, то частотный спектр усложняется и появляются более сложные комбинированные боковые частоты.

Амплитуды несущей и боковых частот зависят от индекса модуляции и номера боковой частоты. С увеличением индекса модуляции амплитуда несущей частоты уменьшается, но не монотонно, а периодически и при некоторых индексах оказывается равной нулю. Амплитуда первой боковой частоты при небольших индексах модуляции сначала возрастает, но при дальнейшем увеличении индекса периодически уменьшается. Амплитуды высших боковых частот появляются при больших индексах модуляции и периодически изменяются с ростом индекса.

С увеличением порядкового номера боковой частоты ее амплитуда уменьшается, что позволяет ограничить частотный спектр колебаний и определить его ширину, учитывая те частоты, амплитуда которых составляет определенный процент от амплитуды режима молчания (например, 5 или 10%). Однако оказывается, что следует учитывать только те боковые частоты, номер которых меньше индекса модуляции, т. е. при фазовой модуляции $n_{max} \leqslant m_\varphi$, при частотной $n_{max} \leqslant m_f$.

Частотные спектры частотной и фазовой модуляций, несмотря на принципиальное сходство, имеют некоторые отличия. Так, частотный спектр фазово-модулированных колебаний расширяется с увеличением частоты модуляции за счет увеличения интервалов между боковыми частотами. Ширина частотного спектра ЧМ почти не изменяется с ростом частоты модуляции, но уменьшается индекс мо-

дуляции и число боковых частот, а также меняется соотношение между нх амплнтудами.

На рис. 134, *б* показаны спектры фазово-модулнрованных колебаннй прн постояниом нндексе m_φ и различных частотах модуляции, а на рнс. 134, *в* — спектры частотно-модулироваиных колебаннй прн различных частотах (а, следовательно, н при индексах модуляцни). Шнрина

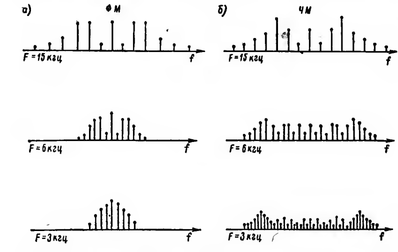


Рис. 134. Частотные спектры ЧМ и ФМ: *а* — частотные спектры ФМ колебаний; *б* — частотные спектры ЧМ колебаний.

реального спектра частотно- и фазово-модулнрованных колебаннй завнсит от индекса модуляцин. Различают два вида модуляцнн: узкополосиую ($m < 1$) и шнрокополосную ($m > 1$).

При узкополосной модуляцнн необходнмо учитывать только первую пару боковых частот $\omega_0 \pm \Omega$, поэтому ширина полосы будет такой же, как н прн амплнтудной модуляцнн, т. е.

$$\Delta F \approx 2F_в,$$

где ΔF — полоса частот, заннмаемая модулированным колебаннем;

$F_в$ — верхняя частота модуляцин.

Прн широкополосной модуляцни полоса значительно шире, так как учнтывают все боковые частоты, порядковый

номер которых меньше индекса модуляции. Верхней частотой модуляции является частота $F_{в} = n_{max}F = mF$, где m — индекс модуляции. Тогда ширина частотного спектра

$$\Delta F = 2F_{в} = 2mF.$$

Для частотно-модулированных колебаний

$$m = m_f = \frac{\Delta f_{max}}{F}; \quad \Delta F \approx \frac{2\Delta f_{max}}{F} F = 2\Delta f_{max};$$

для фазово-модулированных колебаний

$$m = m_{\varphi};\ \Delta F = 2m_{\varphi}F = 2\Delta\varphi F.$$

Из указанных выражений можно сделать вывод, что при частотной модуляции основная ширина полосы частотного спектра зависит от девиации частоты, т. е. пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения, и не зависит от частоты модуляции.

При фазовой модуляции ширина полосы зависит и от амплитуды модулирующего напряжения (так как от нее зависит девиация фазы $\Delta\varphi$), и от частоты модуляции.

Зависимость полосы от частоты модуляции — крупный недостаток фазовой модуляции по сравнению с частотной, он делает невыгодным практическое использование фазово-модулированных колебаний.

Векторные диаграммы модулированных колебаний. Анализ модулированных колебаний можно производить, пользуясь векторным методом обозначения гармонических переменных токов. Мгновенные значения гармонических токов и напряжений можно представить в виде проекции вектора тока (или напряжения), вращающегося в плоскости с угловой скоростью ω (рис. 135, *а*), на заранее выбранную ось, например горизонтальную. Фаза тока или напряжения будет определяться углом $\varphi = \omega t$, на который повернется вектор за время t. Такое представление переменных токов облегчает расчеты, так как позволяет суммировать токи и напряжения как векторы, а затем определять результирующие мгновенные значения как проекцию результирующих векторов на ось.

Если рассматриваются токи одной частоты, то взаимное расположение их векторов не меняется и векторная диаграмма оказывается неподвижной (при условии вращения плоскости со скоростью ω). Если частота колебаний

токов различия, то векторы, обозначающие токи большей частоты $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$, изменят свое положение относительно векторов токов меньшей частоты ω_0 в сторону опережения с разностной скоростью $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$. Если частота некоторых токов меньше ω_0 на величину $\Delta\omega$ ($\omega_2 =$

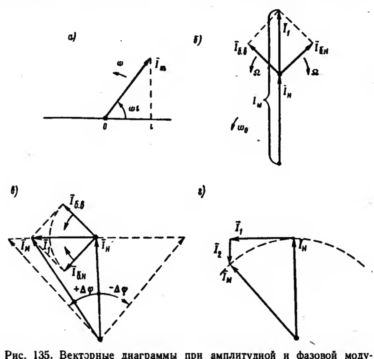


Рис. 135. Векторные диаграммы при амплитудной и фазовой модуляции: *а* — векторный метод обозначения переменного тока; *б* — векторная диаграмма АМ колебаний; *в* — векторная диаграмма ФМ колебаний; *г* — векторная диаграмма ФМ колебаний с учетом второй пары боковых частот.

$= \omega_0 - \Delta\omega$), то векторы этих токов отстанут от вектора тока частоты ω_0: они как бы вращаются в обратную сторону с частотой $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_2$.

Учитывая сделанные замечания, рассмотрим векторные диаграммы тока амплитудно- и фазово-модулированных колебаний при условии модуляции одним тоном Ω для узкополосной модуляции, когда $m_\varphi < 1$ и учитывается только первая пара боковых частот. Эти колебания состоят

из несущей н двух боковых частот. Фазово-модулированные колебаиия отличаются тем, что иижияя боковая частота нмеет фазу, протнвоположиую фазе этой частоты при амплнтудно-модулированиых колебаниях. Действительио,

$$i = I_m \cos(\omega_0 t + m_\varphi \cos \Omega t) = I_m [\cos \omega_0 t \cos (m_\varphi \cos \Omega t) - \\ - \sin \omega_0 t \sin (m_\varphi \cos \Omega t)].$$

Полагая $m_\varphi < 1$, замеиим $\sin (m_\varphi \cos \Omega t)$ аргументом $m_\varphi \cos \Omega t$ н прнмем $\cos (m_\varphi \cos \Omega t) = 1$, тогда

$$i = I_m [\cos \omega_0 t - m_\varphi \sin \omega_0 t \cos \Omega t] = I_m \cos \omega_0 t + \\ + \frac{1}{2} I_m m_\varphi \sin (\omega_0 + \Omega) t - \frac{1}{2} I_m m_\varphi \sin (\omega_0 - \Omega) t$$

нлн

$$i = i_н + i_{б.\,в} + i_{б.\,н};$$

прн амплнтудной модуляцин

$$i = i_н + i_{б.\,в} + i_{б.\,н}.$$

В векторной форме амплитудио-модулированиое колебанне можно изобразнть вектором $\bar{I}_м = \bar{I}_н + \bar{I}_{б.\,в} + \bar{I}_{б.\,н}$, прнчем вектор $\bar{I}_{б.\,в}$ будет вращаться со скоростью $\omega_0 + \Omega$, а $\bar{I}_{б.\,н}$ — со скоростью $\omega_0 - \Omega$. Если плоскость вращается со скоростью ω_0, вектор $\bar{I}_н$ будет иеподвижимым, а векторы $\bar{I}_{б.\,в}$ и $\bar{I}_{б.\,н}$ будут вращаться в разные стороиы со скоростямн Ω (рис. 135, *б*). В результате вектор модулироваиного колебаиня меняет свою амплитуду от $\bar{I}_{м\,min}$ до $\bar{I}_{м\,max}$, не нзменяя своего временного положеиия.

Модулированый ток можио также представить как сумму векторов: несущего колебания $\bar{I}_н$ и модуляциоииого тока $\bar{I}_1$, который в свою очередь является суммой векторов боковых частот:

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{б.\,в} + \bar{I}_{б.\,н}.$$

Вектор модуляциониого тока совпадает по фазе с вектором тока иесущей частоты (нлн противофазеи ему), но нмеет перемеиную амплнтуду, пульснрующую с частотой модуляцни.

При фазовой модуляции векторная диаграмма отличается тем, что вектор нижней боковой частоты сдвинут по фазе (по сравнению с амплитудной модуляцией) на 180°, поэтому вектор модуляционного тока поворачивается относительно вектора несущей частоты на 90° (рис. 135, *в*).

Вектор модулированного колебания $\bar{I}_м = \bar{I}_н + \bar{I}_1$ будет качаться около среднего положения в пределах девиации фазы $\Delta\varphi$. Конец вектора должен двигаться по окружности, так как при ФМ амплитуда не должна изменяться. В рассмотренном упрощенном случае конец вектора движется по прямой, т. е. кроме фазы меняется еще и амплитуда. Эта погрешность получается из-за пренебрежения боковыми частотами высшего порядка. Более точные расчеты показывают, что нечетные боковые частоты дают модуляционный вектор, сдвинутый по фазе относительно несущего колебания на $\pm 90°$, а четные боковые частоты — модуляционные векторы, совпадающие с $\bar{I}_н$ или противофазные ему. На рис. 135, *г* показана векторная диаграмма с учетом второй пары боковых частот ($\omega_0 \pm 2\Omega$), которым соответствует модуляционный вектор $\bar{I}_2$, противофазный основному; при этом результирующее колебание характеризуется вектором $\bar{I}_м = \bar{I}_н + \bar{I}_1 + \bar{I}_2$, конец которого будет двигаться по кривой, более близкой к окружности. Эти соображения относятся и к частотной модуляции.

Схемы фазовой модуляции. Фазовая модуляция на практике используется как предварительная ступень для последующего превращения в частотную. Принцип фазовой модуляции основан на получении боковых частот, сдвинутых по фазе относительно колебаний несущей частоты на 90°. В результате сложения боковых частот и несущей получаются колебания, модулированные по фазе. При этом возникает паразитная амплитудная модуляция, поскольку вектор результирующего колебания изменяет свою величину.

Рассмотрим блок-схемы, с помощью которых осуществляют фазовую модуляцию (рис. 136).

Напряжение несущей частоты от генератора *1* (рис. 136, *а*) через усилитель *2* поступает на фазовращающее устройство *5*, сдвигается по фазе на 90° и подается на смеситель *6*. На балансный модулятор *3* приходит напряжение несущей частоты и низкой частоты от обычного модулятора *4*. На выходе балансного модулятора

появляются колебания боковых частот $\omega_0 + \Omega$ без несущей частоты. Эти колебания поступают на смеситель *6*, и в его нагрузке возникают колебания несущей и боковых частот, сдвинутых по фазе на 90° и образующих модуляционный вектор $\overline{I}_1$; результирующие колебания будут модулированы по амплитуде и фазе. Для устранения паразитной амплитудной модуляции применяются амплитудные ограничители *7*.

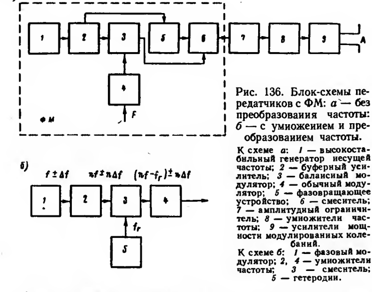


Рис. 136. Блок-схемы передатчиков с ФМ: *а* — без преобразования частоты: *б* — с умножением и преобразованием частоты.

К схеме *а*: *1* — высокостабильный генератор несущей частоты; *2* — буферный усилитель; *3* — балансный модулятор; *4* — обычный модулятор; *5* — фазовращающее устройство; *6* — смеситель; *7* — амплитудный ограничитель; *8* — умножители частоты; *9* — усилители мощности модулированных колебаний.

К схеме *б*: *1* — фазовый модулятор; *2*, *4* — умножители частоты; *3* — смеситель; *5* — гетеродин.

Анализ схем фазовой модуляции показывает, что указанное фазомодулирующее устройство может дать максимальную девиацию фазы $\Delta\varphi = \pm 90°$, но с большими нелинейными искажениями из-за нарушения прямой пропорциональности фазы и модулирующего напряжения. Следовательно, девиацию фазы необходимо выбирать не более 25—30°, а индекс фазовой модуляции $m_\varphi \leqslant 0{,}5$ (девиация частоты $\Delta f_{\min} = m_\varphi F_{\min} = 0{,}5\ F_{\min}$). Для увеличения индекса модуляции и девиации частоты применяют многократное умножение частоты, в результате чего несущая частота, m_φ и Δf увеличиваются в n раз. Может оказаться, что потребуется очень низкая несущая частота генератора; действительно, при необходимой девиации частоты на

выходе передатчика $\Delta f = 80$ *кгц* и при частотах модуляции от 50 до 10 000 *гц* $\Delta f_{\min} = 0{,}5F_{\min} = 25$ *гц*; при этом следует увеличить индекс модуляции в n раз

$$n = \frac{\Delta f}{\Delta f_{\min}} = \frac{m_{\varphi} F_{\min}}{0{,}5F_{\min}} = \frac{80\,000}{25} = 3200$$

и при работе передатчика на волне $\lambda = 6$ *м* или $f = 50$ *Мгц* несущая частота генератора окажется низкой

$$f_0 = \frac{50 \cdot 10^6}{3200} \approx 15\,000 \text{ гц}.$$

Очевидно, что при такой частоте и полосе в 10 *кгц* обеспечить прохождение боковых частот невозможно. Для нормальной работы частота генератора должна быть в несколько раз больше частоты модуляции. Кроме многократного умножения, преобразованием частоты приходится понижать несущую частоту с тем, чтобы обеспечить достаточно высокую частоту генератора и нужную частоту на выходе. Частота преобразуется по тому же принципу, что и в супергетеродинных приемниках, однако девиации фазы и частоты не снижаются. На рис. 136, *б* показана блок-схема передатчика с фазовой модуляцией с умножением и преобразованием частоты.

Необходимость в многократном умножении и преобразовании частоты делает схемы и конструкции передатчиков с фазовой модуляцией сложными и дорогими.

Схемы частотной модуляции. Существуют и применяются на практике два метода частотной модуляции — косвенный и прямой.

Косвенный метод заключается в преобразовании фазовой модуляции в частотную. С этой целью в схеме фазовой модуляции необходимо получить на выходе такие модулированные колебания, у которых девиация фазы была бы обратно пропорциональна частоте, как при частотной модуляции, для которой справедливо условие (152):

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\Omega}.$$

При выполнении данного условия девиации частоты будет прямо пропорциональна амплитуде модулирующего колебания и частота будет изменяться по закону этого колебания, т. е.

$$\omega = \omega_0 + kU_{m\Omega} \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t. \quad (153)$$

Преобразование легко осуществнть, еслн на вход фазового модулятора подать не первоначальное модулнрующее напряженне, а напряженне, преобразованное таким образом, чтобы после фазовой модуляцни можно было получнть колебания с частотой, меняющейся по закону u_Ω. Еслн обозначнть преобразованное модулирующее напряженне через $u_2(t)$, то прн фазовой модуляцнн

$$\varphi = \omega_0 t + \varphi_1 = \omega_0 t + k u_2(t)$$

и частота

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + k\,\frac{du_2(t)}{dt}.$$

Для выполнення условня (153) необходимо, чтобы

$$k\,\frac{du_2(t)}{dt} = \Delta\omega \cos \Omega t,$$

тогда

$$u^2(t) = \int \frac{\Delta\omega}{k} \cos \Omega t\, dt = \frac{\Delta\omega}{k\Omega} \sin \Omega t = U_{2m} \sin \Omega t.$$

Следовательно, связь модулирующего напряжения u_Ω н напряжения $u_2(t)$ должна быть следующей:

$$u_2(t) = \int u_\Omega\, dt,$$

т. е. преобразование модулирующего напряжения на входе фазового модулятора заключается в его ннтегрнрованнн.

Преобразованне пронзводнтся с помощью ннтегрнрующнх цепей, напряженне на выходе которых пропорционально интегралу от входного напряжения. Интегрирующей является цепь нз последовательно соедннненных R н C при условнн $R \gg \frac{1}{\Omega C}$. Если напряженне на входе этой цепи

$$u_\Omega = U_{m\Omega} \cos \Omega t,$$

то на выходе (на емкостн C)

$$\overline{U}_{2m} = I\,\frac{1}{j\Omega C} = \frac{\overline{U}_{m\Omega}}{\left(R + \frac{1}{j\Omega C}\right) j\Omega C} \approx -j\,\frac{\overline{U}_{m\Omega}}{RC\Omega},$$

т. е. напряжения $\overline{U}_{2m}$ и $\overline{U}_{m\Omega}$ сдвинуты по фазе на $-\frac{\pi}{2}$, так как в выражение $\overline{U}_{2m}$ входит множитель $-j$.

По этим причинам мгновенное напряжение $u_2(t)$ меняется по закону $\sin \Omega t$, если u_Ω меняется по закону $\cos \Omega t$, что и требовалось доказать.

Таким образом, передатчик с частотной модуляцией, построенный по принципу косвенной модуляции, отличается от передатчика с фазовой модуляцией наличием интегрирующей цепи на выходе амплитудного модулятора.

Косвенный метод частотной модуляции дает высокую стабильность несущей частоты, так как в генераторе осуществляется кварцевая стабилизация частоты. Однако сложность схемы передатчика, необходимость многократного деления и умножения частоты ограничивают применение данного метода частотной модуляции в передатчиках малой и средней мощностей. Косвенные методы применяются в мощных стационарных радиопередатчиках.

При прямых методах модуляции изменение частоты достигается прямым воздействием на контур генератора. Основным недостатком прямых методов является низкая стабильность несущей частоты. Несмотря на это, прямые методы модуляции широко используются в практике, так как позволяют осуществить глубокую широкополосную модуляцию при незначительном усложнении схемы передатчика.

В настоящее время основное применение нашли схемы модуляции с реактивными лампами, предложенные в 1927 г. А. Л. Минцем и в дальнейшем усовершенствованные Г. В. Брауде и другими учеными. Передатчик с реактивной лампой имеет частотный модулятор, воздействующий на генератор.

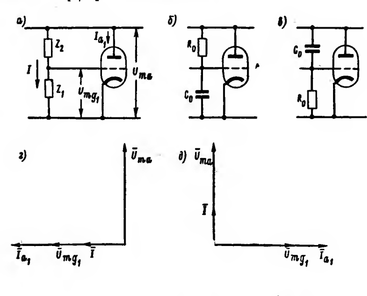
Реактивной лампой называют такую схему (рис. 137, *а*), в которой вследствие обратной связи сдвиг фаз между напряжением на сетке и на аноде осуществляется в идеальном случае на $\pm 90°$. В таком режиме участок анод—катод лампы эквивалентен некоторому реактивному сопротивлению, величина которого зависит от напряжения на электродах. При изменении напряжения на одном из электродов (например, на сетке) с частотой модуляции меняется реактивность лампы, а следовательно, и частота генератора, к контуру которого подключена лампа.

Реактивная лампа может представлять собой емкостное или индуктивное сопротивление, в зависимости от величины и характера сопротивлений делителя Z_1 и Z_2.

Определим эквивалентное сопротивление лампы на участке анод—катод. Напряжение на сетке лампы

$$\overline{U}_{mg_1} = \overline{I} Z_1 = \frac{\overline{U}_{ma}}{Z_1 + Z_2} Z_1,$$

где $\overline{I} = \frac{\overline{U}_{ma}}{Z_1 + Z_2}$ — ток в делителе.



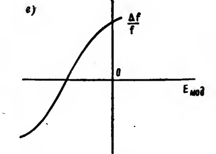


Рис. 137. Реактивная лампа: *а*, *б*, *в* — схемы реактивной лампы; *г* — векторная диаграмма токов и напряжений в индуктивной лампе; *д* — векторная диаграмма токов и напряжений в емкостной лампе; *е* — модуляционная характеристика при частотной модуляции.

Так как в качестве реактивных ламп применяются тетроды или пентоды с малой проницаемостью и большим

внутренним сопротивлением, то амплитуда первой гармоники совпадает по фазе с напряжением на сетке:

$$\bar{I}_{a_1} \approx \frac{\mu \bar{U}_{mg_1}}{R_i'} = \frac{\mu \bar{U}_{mg_1}}{\alpha_i R_i} = S_{ср} \bar{U}_{mg_1},$$

где $S_{ср} = \dfrac{S}{\alpha_i}$ — средняя крутизна характеристики лампы.

Эквивалентное сопротивление лампы на участке анод — катод

$$Z_э = \frac{\bar{U}_{mэ}}{\bar{I}_{a_1}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 S_{ср}} = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \frac{1}{S_{ср}}.$$

Если принять $Z_2 \gg Z_1$, то

$$Z_э \approx \frac{Z_2}{Z_1 S_{ср}} = \frac{1}{\bar{K}_{о.с} S_{ср}},$$

где коэффициент обратной связи реактивной лампы

$$\bar{K}_{о.с} \approx \frac{Z_1}{Z_2} \approx 0{,}04 - 0{,}07.$$

Рассмотрим два основных случая работы лампы. Первый случай: $Z_1 = \dfrac{1}{j\omega C_0}$; $Z_2 = z_2 = R_0$ (рис. 137, *б*), тогда

$$Z_э = j\omega \frac{C_0 R_0}{S_{ср}} = j\omega L_э.$$

Лампа эквивалентна некоторой индуктивности, которая зависит от параметров делителя и средней крутизны:

$$L_э = \frac{C_0 R_0}{S_{ср}}.$$

Второй случай: $Z_1 = z_1 = R_0$; $Z_2 = \dfrac{1}{j\omega C_0}$ (рис. 137, *в*), тогда

$$Z_э = \frac{1}{j\omega C_0 R_0 S_{ср}} = \frac{1}{j\omega C_э}.$$

Лампа эквивалентна емкости, которая зависит от параметров делителя и средней крутизны:

$$C_э = C_0 R_0 S_{ср}.$$

На рис. 137, *г*, *д* приведены векторные диаграммы токов и напряжений в лампе для указанных двух случаев работы.

Для неискаженной модуляции изменение крутизны, а следовательно, и девиации частоты должно быть пропорциональным амплитуде модулирующего напряжения. Следовательно, зависимость

$$S_{ср} = \varphi(E_{мод}) \qquad (154)$$

должна быть линейной.

Модуляционной характеристикой при частотной модуляции называют зависимость (рис. 137, *е*)

$$\frac{\Delta f}{f} = \varphi(E_{мод}),$$

где $E_{мод}$ — напряжение модуляции, подаваемое на одну из сеток лампы (обычно управляющую);

$\frac{\Delta f}{f}$ — относительная девиация частоты.

При линейной зависимости уравнения (154) модуляционная характеристика будет линейной.

Расчеты показывают, что относительная девиация частоты пропорциональна изменению тока лампы. Для неискаженной модуляции требуется, чтобы модуляционная характеристика реактивной лампы была линейной. Кроме того, к реактивным лампам предъявляются требования возможно большей и постоянной в диапазоне девиации частоты и возможно меньшей паразитной амплитудной модуляции, которая возникает из-за того, что реактивная лампа вносит в контур генератора активное сопротивление, изменяющее амплитуду тока.

Схемы модуляции с реактивными лампами обладают недостаточно высокой стабильностью несущей частоты генератора, что обусловлено дополнительным дестабилизирующим влиянием реактивной лампы. Это влияние вызывается непостоянством анодного тока I_{a_1} лампы из-за нестабильности напряжения питания.

Для ослабления этого дестабилизирующего влияния применяют двухтактную схему модулятора (рис. 138), в которой используют две реактивные лампы — емкостную ($Л_1$) и индуктивную ($Л_2$). Напряжение модуляции подается на сетки ламп в противофазе, а аноды подключены параллельно контуру генератора.

Колебания напряжений питания действуют на обе лампы синфазио, в результате чего измеиения частоты, вызванные этими колебаниями, взаимно компенсируются. При этом ослабляется также и паразитная амплитудная модуляция и модуляция фоиом переменного тока.

Девиация частоты в двухтактной схеме примерио в два раза больше, чем в одиотактной. Для повышения крутизны

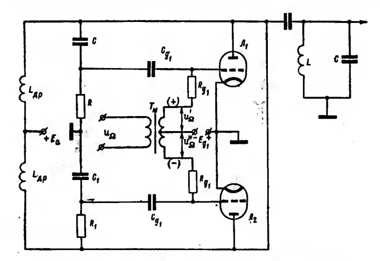


Рис. 138. Схема с двухтактным частотным модулятором.

модуляционной характерностики в схемах с реактивнымн лампами следует использовать только фиксированное начальное смещение управляющей сетки.

В ряде случаев схемы с реактивными лампами ие могут обеспечить требуемой стабильности частоты генератора. Необходимость получить более высокую стабильность частоты привела к применению автоматической подстройкн несущей частоты (АПЧ), которая заключается в автоматическом изменении частоты генератора в направленин, обратном первоиачальному изменению, вызванному дестабилизирующими факторами. Для этой цели в схему передатчика вводится дискриминатор, преобразующий изменение частоты генератора в иапряжение ошибки, величина и знак которого зависят от отклонения иесущей частоты от номииальиого значеиия. Напряжение ошибки действует

на частотный модулятор, который изменяет частоту генератора, возвращая ее к первоначальному значению.

Система автоподстройки частоты должна реагировать только на медленные изменения частоты, вызванные дестабилизирующими факторами, и не должна срабатывать при изменениях частоты, обусловленных модуляцией. Для этого на выходе дискриминатора устанавливается фильтр низких частот с большой постоянной времени, подающий на частотный модулятор медленные колебания напряжения ошибки, вызванные медленными изменениями частоты генератора.

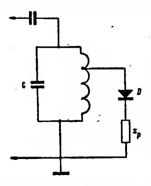


Рис. 139. Принципиальная схема частотного модулятора с полупроводниковым диодом.

Рассмотренные схемы частотной модуляции с реактивными лампами широко используются на частотах до 60—70 *Мгц*. При дальнейшем повышении частоты начинает сказываться влияние собственных емкостей и времени пролета электронов в лампе, отчего изменяются фазовые соотношения в схеме и нарушается ее нормальная работа.

В последние годы в качестве частотных модуляторов начали применять схемы с полупроводниковыми диодами и триодами. Эти модуляторы можно использовать на частотах до нескольких сотен мегагерц. Кроме того, малые габариты и вес таких модуляторов делают особенно целесообразным их применение в схемах подвижных и малогабаритных передатчиков.

Схемы модуляции, использующие полупроводниковые управляющие элементы, отличаются простотой, широким диапазоном регулировки частоты, высокой крутизной управления частоты и малой потребляемой мощностью.

На рис. 139 показана принципиальная схема частотного модулятора с полупроводниковым диодом. В этой схеме диод D с реактивным элементом $x_р$ подключается параллельно контуру генератора L, C. В качестве реактивного элемента используется емкость $C_р$ или индуктивность $L_р$. Модулирующее напряжение подводится к диоду и изменяет угол отсечки θ его анодного тока. При этом будет изменяться и внутреннее сопротивление диода R_i,

а следовательно, и величина эффективной реактивности, подключаемой к контуру, и несущая частота.

При увеличении угла отсечки θ время подключения реактивного элемента к контуру генератора увеличивается и частота его колебаний уменьшается. При уменьшении θ происходит обратное явление.

При достаточно большом напряжении высокочастотных колебаний на контуре генератора L, C можно считать, что диод работает в режиме линейного детектирования сильных сигналов и его внутреннее сопротивление будет зависеть от угла отсечки θ.

Определим влияние, которое оказывает управляющая цепь (D, $x_р$) на контур, заменив R_i' и $x_р$ вносимыми в контур последовательно включенными сопротивлениями $r_{вн}$ и $x_{вн}$.

Эти вносимые величины легко определить с помощью известных формул пересчета сопротивлений с параллельной схемы включения на последовательную.

В результате влияния, оказываемого вносимыми сопротивлениями, параметры контура меняются: эквивалентное сопротивление $R_э$ и добротность Q уменьшаются в $\left(1 + \frac{r_{вн}}{r}\right)$ раз, собственная частота контура изменяется.

Чем больше вносимое сопротивление $r_{вн}$ по сравнению с сопротивлением одиночного контура r, тем сильнее вредное шунтирующее влияние управляющей цепи на контур и тем хуже стабильность частоты генератора.

Указанное шунтирующее действие зависит как от величины связи управляющей цепи с контуром, так и от режима работы цепи, т. е. от угла отсечки анодного тока диода.

Ухудшение стабильности частоты генератора — основной недостаток модуляторов с полупроводниковыми элементами.

Чтобы ослабить влияние на контур шунтирующей цепи диода, желательно уменьшить коэффициент включения p, однако это невыгодно, так как приводит к значительному снижению девиации частоты, которая пропорциональна квадрату коэффициента включения.

Более рациональным способом ослабления шунтирующего влияния диода является выполнение условий, при которых эквивалентное сопротивление контура в точках подключения управляющей цепи ($p^2 R_э$) было бы во много

раз ниже минимального пересчитанного внутреннего сопротивления диода в этих же точках $\left(\frac{z^2}{R_i}\right)$, т. е. чтобы

$$p^2 R_э \ll \frac{z^2}{R_i}.$$

Сравнение амплитудной и частотной модуляций. Амплитудную и частотную модуляции следует сравнивать, исходя из расчетной мощности передатчиков и полосы частот, занимаемой передатчиком.

При амплитудной модуляции номинальная мощность ламп выходного усилителя в режиме максимальной мощности (при $m = 100\%$) определяется по формуле

$$P_{\sim \max} = P_{\sim н}(1 + m^2) \approx 4P_{\sim н}.$$

В процессе работы коэффициент глубины модуляции непрерывно меняется от максимального значения до нуля. За длительный промежуток времени передачи средний коэффициент глубины модуляции $m = 0{,}3$—$0{,}4$. Средняя мощность в телефонном режиме

$$P_{т. ср} = P_{\sim н}(1 + 0{,}5m^2) \approx P_{\sim н},$$

и общий к. п. д. передатчика составляет 10—20%, т. е. значительно ниже, чем в телеграфном режиме.

При частотной модуляции амплитуда колебаний не меняется, ввиду чего лампы передатчика работают в режиме максимальной мощности. Если номинальные мощности ламп передатчиков с амплитудной и частотной модуляцией одинаковы, то мощность передатчика с частотной модуляцией будет примерно в четыре раза больше.

В отношении полосы частот более выгодной оказывается амплитудная модуляция, у которой полоса частот $\Delta F = 2F_в$, где $F_в$ — верхняя частота модуляции. Такая же полоса получается при узкополосной частотной модуляции, когда $m_f \leqslant 0{,}5$; при $m_f = 0{,}5$—1 полоса оказывается значительно шире $4\Delta F_в$. Для широкополосной частотной модуляции полоса равна удвоенной девиации частоты и будет значительно выше верхней модулирующей частоты.

Увеличение полосы частотно-модулированных колебаний требует соответствующего увеличения полосы пропускания приемника.

§ 57. Манипуляция

Манипуляция применяется при передачах телеграфных сигналов (радиотелеграфия), черно-белых изображений (фототелеграфия) и в буквопечатании.

При радиотелеграфии управление высокочастотными колебаниями передатчика осуществляется кодом Морзе, в котором каждая буква состоит из коротких (точек) и длинных (тире) сигналов, разделенных паузами. Если принять длительность точки за τ, то длительность тире составит 3τ, пауза между знаками — τ, между буквами — 3τ и между словами — 5τ.

При такой манипуляции колебания в антенне представляют посылки высокочастотных колебаний постоянной амплитуды, длительность которых соответствует длительности сигналов кода Морзе. Следовательно, данную манипуляцию можно изобразить как такой вид амплитудной модуляции, при которой амплитуда колебаний меняется по прямоугольному закону управляющего сигнала (на рис. 1, *а*, *б* была показана такая амплитудная манипуляция).

Амплитудную манипуляцию можно выполнить вручную телеграфным ключом и автоматически (быстродействующая работа) специальным механизмом — трансмиттером.

При ручной работе скорость передачи не превышает 20—25 слов в минуту, при быстродействующей доходит до 500 слов, а при использовании фототрансмиттеров — до 1000 и более слов в минуту.

Сигналы при ручной работе принимают на слух. Такая линия связи в меньшей степени подвержена помехам, и прием сигналов возможен даже в случае, если отношение сигнал/помеха равно единице.

Кроме указанных видов манипуляции, на практике широко применяют буквопечатающую передачу, осуществляемую телеграфным аппаратом с использованием равнозначного кода Бодо (пяти, шести, или семизначного), в котором каждая буква представляет собой комбинацию из указанного числа импульсов одинаковой продолжительности положительной или отрицательной полярности. При буквопечатающей передаче используются старт-стопные буквопечатающие телеграфные аппараты типа СТ, в которых в начале передачи буквы дается дополнительный импульс «старт», а в конце — «стоп».

При фототелеграфной работе передают неподвижные чернобелые изображення, прнчем излученне антенной пронсходнт прн передаче белого поля, а пауза соответствует передаче черного.

Кроме распространенной амплнтудной маннпуляцнн, применяются маннпуляцнн тонально-модулнрованнымн колебаниямн и частотная.

При работе тонально-модулнрованнымн колебаннямн высокочастотные посылки, соответствующне сигналам кода Морзе, модулируются тоном ннзкой частоты 400—1000 *гц* (рнс. 1, *в*). Основное преимущество такой работы — возможность прнема колебанни любым приемннком, в то время как для приема незатухающих колебаний на слух в приемнике должен быть второй гетероднн, создающий биения с сигналамн промежуточной частоты, подаваемыми на детектор.

Недостаткамн этого внда работы являются меньшая мощность (а значит, и дальность действня) по сравненю с работой незатухающнми колебаниямн н более шнрокая полоса частот.

Частотная маннпуляцня используется для быстродействующей и буквопечатающей работы с большими скоростямн в линнях магнстральной связн. Прн частотной маннпуляцнн передатчнк нзлучает н во время посылок, н во время пауз; такую маннпуляцню иногда называют работой с актнвной паузой. Амплнтуда колебанни посылок и пауз однпакова, но частота отличается на несколько сотен герц. На рис. 1, *г* показан ток в антенне прн указанных колебаниях. Во время передачн посылок антенна передатчнка излучает колебання частоты f_1, во время пауз f_2. Несущей частотой передачн называется средняя частота

$$f_н = \frac{1}{2}(f_1 + f_2),$$

а девнацней частоты — разность между частотой посылки н несущей:

$$\Delta f = f_1 - f_н = \frac{1}{2}(f_1 - f_2).$$

Частотная манипуляция обладает важными преимуществами перед амплнтудной. При частотной маннпуляции мощность излучення увеличивается прнмерно вдвое, так как работа происходнт без пауз; это увелнчивает дальность

действия и повышает надежность работы линии радиосвязи. Кроме того, частотная манипуляция позволяет повысить скорость передачи, которая ограничена в схемах амплитудной манипуляции переходными процессами, возникающими при включении и выключении цепей передатчика. В результате форма телеграфных посылок искажается. В схемах частотной манипуляции передатчик непрерывно работает с полной мощностью, и переходные процессы при переключении с одной частоты на другую сказываются незначительно.

Важным преимуществом частотной манипуляции является большая помехозащищенность, связанная, во-первых, с применением специальных схем приема, позволяющих ослабить влияние помех, и во-вторых, с меньшим влиянием замираний при распространении радиоволн.

Установлено, что частотная манипуляция дает 4—9-кратный выигрыш по мощности по сравнению с амплитудной. Недостатком частотной манипуляции нужно считать необходимость иметь специальный приемник.

Частотный спектр манипулированного колебания. Определим частотный состав и полосу частот, занимаемую манипулированным колебанием при амплитудной, тональной и частотной манипуляциях.

Частотный состав и полоса частот, занимаемая передатчиком при манипуляции, зависят от вида манипуляции и скорости работы.

Скорость манипуляции определяется числом слов, передаваемых в минуту. Так как разные слова состоят из различного числа букв, то при определении скорости вводится понятие стандартного пятибуквенного слова, состоящего из 48 элементарных знаков кода Морзе (точек или пауз).

Скорость телеграфирования в элементарных знаках

$$N' = 48N \frac{\text{эл. зн}}{\text{мин}} = \frac{48}{60} N \frac{\text{эл. зн}}{\text{сек}},$$

где N — скорость, станд. слов/мин.

Частота, с которой изменяется амплитуда колебания, зависит от скорости телеграфирования и от вида передаваемых сигналов. Частота максимальна при передаче точек; в этом случае длительность точки и паузы представляет

период модулирующего прямоугольиого колебаиия, а основная частота маннпуляцни

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau},$$

где τ — длительиость элементарной посылкн.

При скорости N' эл. зи/сек длительиость одиого знака $\tau = \frac{1}{N'}$, поэтому

$$F = \frac{1}{2\tau} = \frac{N'}{2} = 0{,}4N.$$

Еслн пронзводить маннпуляцню с синусоидальиой формой огибающей высокочастотного сигнала, то при частоте маиипуляции F полоса частот будет вдвое больше:

$$\Delta F = 2F.$$

Чем сильиее форма огибающей отличается от сннусоидальной, тем больше боковых частот появнтся в составе высокочастотиого сигнала.

Исследования показывают, что амплитуды боковых частот убывают обратио пропорцнонально номеру гармоники. В результате полоса частот маннпулированного колебания зиачнтельно больше $2F$. На практике желательно ограничить полосу, чтобы умеиьшнть взанмные помехи радиостаиций. Ограничеиие полосы частот третьей илн пятой гармоинкой прнводнт к тому, что форма воспронзводимого в приемннке снгнала будет отлнчаться от прямоугольиой.

Однако форму сигнала в прнемннке можно откорректировать с помощью ограничнтелей по макснмуму н миннмуму, ввиду чего полосу частот обычио ограиичивают третьей гармоннкой. Тогда

$$\Delta F = 2nF = 0{,}8nN,$$

где n — номер гармоинкн.

Прн $n = 3 \Delta F = 2{,}4N$.

Напрнмер, прн скорости передачн $N = 25$ слов/мни

$$\Delta F = 2{,}4N = 2{,}4 \cdot 25 = 60 \text{ гц};$$

прн быстродействующей работе, когда $N = 400$ слов/мии,

$$\Delta F = 2{,}4N = 2{,}4 \cdot 400 \approx 1000 \text{ гц}.$$

Как видно из примеров, полоса частот, занимаемая передатчиком при манипуляции, значительно меньше, чем при амплитудной модуляции.

Ограничению спектра амплитудно-манипулированных колебаний препятствуют переходные процессы в цепях питания, вследствие резкого изменения нагрузки выпрямителя при нажатом и отжатом ключе. Эти процессы приводят к искажениям формы огибающей и расширению реального спектра манипулированного колебания.

При буквопечатающей работе полоса частот составляет 100—200 *гц* (скорость передачи 50—60 слов в минуту). При тональной работе полоса частот шире и в основном определяется тональной частотой модуляции:

$$\Delta F_{т} = 2nF + 2F_{т} = 2\,(1{,}2N + F_{т}).$$

При $N = 25$ слов/мин и $F_{т} = 100$ *гц*

$$\Delta F_{т} \approx 2100\ гц;$$

при $N = 400$ слов/мин и $F_{т} = 1000$ *гц*

$$\Delta F_{т} \approx 300\ гц.$$

Увеличение ширины полосы при тональной работе — существенный недостаток данного способа манипуляции.

При частотной манипуляции ширина частотного спектра зависит от индекса манипуляции $m_f = \frac{\Delta f}{F}$ и формы сигнала (F — максимальная частота манипуляции). Исследования показывают, что частотный спектр оказывается у́же, чем при амплитудной манипуляции, так как амплитуды боковых частот убывают быстрее.

Дополнительное ограничение спектра достигается округлением фронта модулирующего сигнала.

Девиация частоты выбирается около 300—1000 *гц*. При девиации $\Delta f = 300$—400 *гц* и закругленной форме сигнала полоса частот оказывается достаточно узкой и приближенно определяется выражением

$$\Delta F \approx 2\,(\Delta f + F).$$

Схемы амплитудной манипуляции. Амплитудная манипуляция осуществляется изменением напряжений на электродах ламп передатчика таким образом, что в моменты

нажатия ключа подается нормальное напряжение и передатчик работает, а при отжатом ключе, во время пауз, лампы передатчика запираются и излучение сигнала прекращается.

В передатчиках малой и средней мощностей манипуляция телеграфным ключом производится оператором.

В передатчиках большой мощности, предназначенных для быстродействующей автоматической работы, буквопечатающей передачи и фототелеграфии, манипуляции выполняются автоматическими устройствами: трансмиттерами, телеграфными и фототелеграфными аппаратами, расположенными в радиобюро, находящемся на значительном расстоянии от передающего центра (до 30—50 *км*). Телеграфные сигналы, вырабатываемые указанными устройствами, представляют импульсы тока одинаковой или противоположной полярности. Импульсы по проводной линии связи подаются в передатчик на манипуляционное реле, которое своими контактами производит соответствующие переключения в цепях передатчика. При работе на больших скоростях вместо механических реле применяются электронные: они являются ламповыми схемами, позволяющими переключать напряжения питания во много раз быстрее механических реле.

Амплитудная манипуляция нежелательна в генераторе и буферном усилителе передатчика, потому что она связана с резким изменением режима работы лампы, а это приводит к нестабильности частоты. С другой стороны, манипуляция в мощных оконечных усилителях также нежелательна, так как потребует переключения высоких питающих напряжений. По этим причинам манипуляцию лучше выполнять в промежуточных усилителях, которые непосредственно не связаны с генератором и напряжения питания которых невелики.

В передатчиках малой и средней мощностей манипуляцию производят как в промежуточных, так и в выходных усилителях (а иногда и в генераторе); в передатчиках большой мощности — в нескольких промежуточных усилителях.

Рассмотрим основные схемы амплитудной манипуляции. Манипуляция принципиально возможна как в цепях высокочастотного сигнала, так и в цепях постоянных напряжений питания. В цепи высокочастотного сигнала манипуляцию можно осуществить, разрывая цепь возбу-

ждения или высокочастотного контура усилителя в моменты пауз. На практике такая манипуляция не используется, так как включение контактов реле (или ключа) в цепи высокой частоты не позволит осуществить качественный разрыв цепей из-за значительной емкости разомкнутых контактов, представляющих небольшое сопротивление токам высокой частоты. Основное распространение получили схемы манипуляции в цепях питания электродов лампы усилителя. В зависимости от того, в цепи каких электродов изменяются напряжения, различают манипуляцию в цепях управляющей, экранной и защитной сеток и анода.

Наибольшее распространение получили схемы манипуляции в цепи управляющей сетки, где токи и напряжения невелики, что облегчает работу контактов манипуляционного реле.

На рис. 140, *а* показана схема манипуляции с разрывом цепи сетки. При нажатом ключе контакт реле находится в положении *1* и на сетку подается нормальное отрицательное смещение $-E_{g_1}$, при отжатом ключе контакт находится в положении *2* и цепь сетки разорвана по постоянной составляющей. Такая манипуляция не дает возможности получить полное запирание лампы, так как при отжатом ключе конденсатор C_{g_1} непрерывно заряжается положительной полуволной напряжения возбуждения до напряжения U_{mg_1}. Разряд конденсатора невозможен, и поэтому на сетке установится отрицательное напряжение $E'_{g_1} = -U_{mg_1}$. Это напряжение меньше напряжения запирания лампы с возбуждением на сетке, ввиду чего через лампу будет проходить небольшой анодный ток (рис. 140, *б*). Устранить влияние остаточных колебаний можно при условии работы последующего усилителя с таким фиксированным смещением, при котором остаточные колебания не вызовут отпирания его лампы ($\theta < 90°$).

Лучшие результаты дает схема манипуляции, в которой достигается полное запирание лампы при отжатом ключе. В этой схеме (рис. 140, *в*) на сетку лампы при нажатом ключе (контакт *1* замкнут) подается нормальное смещение с участка *а — б* потенциометра $R_п$, при отжатом ключе (замкнут контакт *2*) на сетку лампы подается напряжение $-E_{g_1}$, достаточное для запирания лампы (с участка

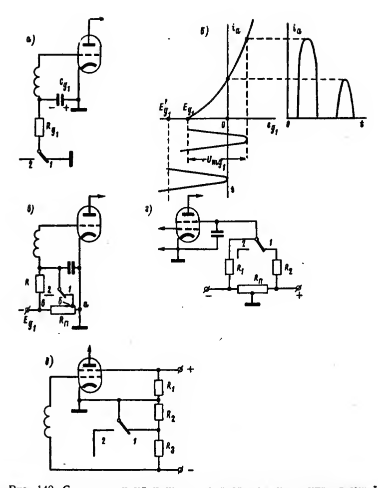


Рис. 140. Схемы манипуляции: *а* — с разрывом цепи управляющей сетки; *б* — график работы лампы при наличии возбуждения и разрыве цепи сетки; *в* — с запиранием цепи управляющей сетки; *г* — с запиранием лампы в цепи экранной сетки; *д* — с запиранием лампы по цепям управляющей и экранной сеток.

а — в того же потенциометра). Это напряжение должно быть несколько больше напряжения запирания:

$$|E_{g_1}| > U_{mg_1} + DE_a \text{ — для триодов;}$$

$$|E_{g_1}| > U_{mg_1} + DE_a + D_2E_{g_2} \text{ — для тетродов и пентодов.}$$

Сопротивление R предотвращает короткое замыкаие потенциометра при иажатом ключе.

Маиипуляция в цепи экранной сетки осуществляется по схеме, показанной иа рис. 140, *г*. При нажатом ключе на экраниую сетку подается рабочее положительное иапряжение от потеициометра (потеициометр замкиут иа сопротивление $R_1 + R_2$), при отжатом ключе — иебольшое отрицательиое напряжение, обеспечивающее полное запираиие лампы.

Примеияются также схемы комбииироваииой манипуляции в цепн управляющей н экраииой сеток (рис. 140, *д*). В иих прн отжатом ключе на управляющую сетку подается большое отрнцательное напряжение, а иа экраииую сетку — пониженное положительное напряжение, лампа запнрается. При иажатом ключе сопротивлеиие R_2 потенциометра закорачивается н напряжеиие на сетках (отрицательное на управляющей н положительиое иа экраииой) сннмается с потенциометра, состоящего из сопротивлений R_1 н R_3. Этн сопротивления подбираются так, чтобы на сетках были нормальные рабочие напряжения.

Маннпуляция в цепи защитной сетки примеияется редко, так как для запирания лампы требуется большее отрицательное напряжеиие. Маиипуляция в цепи анода также почти не применяется ввиду необходимости переключения высоких аиодиых напряжеинй.

Из всех рассмотренных лучшие результаты дают схемы маннпуляции в цепи управляющей сетки и комбинированиые схемы на управляющую и экраниую сеткн.

Опнсанные схемы маиипуляции имеют существеииый недостаток — так изываемое явлеиие *преобладания*, которое заключается в том, что фактическая длительиость передачи точки и паузы оказывается различиой.

Преобладаиие обусловлеио тем, что передача точки при налнчии реле начиииается ие с момеита отрыва якоря от контакта, соответствующего паузе, а с момента замыкания второго контакта, соответствующего передаче точки.

Время перехода якоря из первого положения во второе прибавляется ко времени паузы. В результате длительность точки уменьшается на время срабатывания реле $t_р$, а длительность паузы возрастает на это же время.

Для исключения указанного явления, имеющего большое значение только при быстродействующей работе и буквопечатании, применяют схемы с электронными реле, которые, устраняя преобладание, позволяют также работать со скоростями, значительно большими, чем механические реле (свыше 150—200 слов в минуту).

В схемах манипуляции на больших скоростях лампы электронного реле управляются непосредственно импульсами телеграфного сигнала.

При телеграфной работе тонально-модулированными колебаниями в одном из промежуточных усилителей передатчика применяют схему амплитудной модуляции звуковой частотой. Колебания этой частоты получают или от лампового генератора, включаемого при тональной работе, или от силового генератора повышенной частоты, питающего передатчик.

Схемы частотной манипуляции. Основными требованиями, предъявляемыми к схемам частотной манипуляции, являются высокая стабильность несущей частоты $f_н$, а следовательно, и частот посылки f_1 и паузы f_2, высокая стабильность девиации частоты Δf и отсутствие побочных излучений, что уменьшает помехи соседним радиостанциям.

Для получения частотно-манипулированных колебаний были предложены три основных типа схем передатчиков.

В первом типе схем применяют два генератора *1* и *2* с кварцевой стабилизацией; эти генераторы работают на частотах f_1 и f_2 и манипуляционным устройством поочередно подключаются к усилительному тракту передатчика *3*, как показано на рис. 141, *а*.

На практике такие схемы манипуляции оказались непригодными по следующим причинам: 1) при переключении генераторов получаются скачки фазы напряжений в усилителе, что приводит к значительным неустановившимся процессам, появляются токи побочных частот, частотный спектр сигнала расширяется; 2) несмотря на возможность получения высокой стабильности частот f_1 и f_2 девиация частоты Δf оказывается недостаточно ста-

бильной, так как она мала по абсолютной величине, а частоты f_1 и f_2 достаточно высоки.

Основное применение на практике получил второй тип схем частотной манипуляции с одним генератором, частота которого меняется путем изменения одного из параметров его колебательной системы. Для получения более высокой стабильности частоты используют генераторы, стабилизированные кварцем, однако в этом случае трудно получить необходимую девиацию частоты, так как частоту

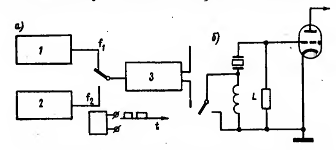


Рис. 141. Схемы частотной манипуляции: *а* — с двумя генераторами; *б* — с регулировкой частоты кварцевого генератора дополнительной индуктивностью.

кварцевого генератора можно регулировать только в узких пределах изменением величины воздушного зазора или емкости кварцедержателя.

Лучшие результаты дает регулировка емкости кварцедержателя с помощью дополнительной последовательной или параллельной индуктивности (рис. 141, *б*). При такой регулировке можно получить нужные и достаточно стабильные девиацию частоты и несущую частоту.

Величина последовательной (в некоторых схемах параллельной) индуктивности регулируется реле или реактивной лампой, которая в свою очередь управляется манипуляционным сигналом.

Схемы частотной манипуляции с кварцевыми генераторами были предложены А. А. Магазанником в 1944 г.

В современных схемах в качестве регулируемой индуктивности обычно используются реактивные лампы.

В последние годы методы частотного телеграфирования получили весьма широкое распространение в передатчиках магистральной связи вследствие высокой помехозащищенности передачи, что позволяет осуществить передачу

сигналов при меньшем отношении сигнала к помехе (например, 1,3—2 при буквопечатающей передаче вместо 3 при обычной манипуляции).

Частотная манипуляция позволяет получить значительный (9—16-кратный) выигрыш в мощности передатчика по сравнению с амплитудной.

Кроме обычной частотной манипуляции широко используются методы двухканальной передачи, разработанные И. Ф. Агаповым и другими советскими учеными и инженерами.

Искажения сигналов при манипуляции. При манипуляции наблюдаются искажения формы телеграфных сигналов. Эти искажения заключаются в изменениях амплитуды высокочастотных посылок и увеличения времени нарастания и спада колебаний, в результате чего увеличивается длительность посылок и сокращается длительность пауз, причем посылки из прямоугольных делаются трапецеидальными.

Основными причинами, вызывающими искажения телеграфных сигналов, являются: 1) переходные процессы в сглаживающих фильтрах источников питания передатчика и недостаточная мощность источников питания; 2) переходные процессы в колебательных контурах передатчика; 3) переходные процессы в линиях, связывающих передающие центры с радиобюро; 4) дефекты работы манипуляционных реле.

Глава XIII

ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ СВЧ

§ 58. Общие сведения

Импульсную модуляцню прнмеияют при импульсных методах работы раднопередающих устройств н шнроко используют в днапазоие СВЧ, в раднолокации, радиорелейной многоканальной связи и др. Основиое преимущество импульсной связи — возможность многокаиальиой радиосвязн, когда один передатчнк одновременио передает десятки и сотии разнообразиых сигналов.

Простейшая (одиократиая) импульсная модуляцня используется в передатчиках РЛС, где колебания СВЧ модулируются по амплитуде перноднческой последовательиостью прямоугольных видеоимпульсов с одинаковымн н постояннымн параметрами. Такая модуляцня непригодна при нмпульсиой радиотелефонной или телевизиоиной передаче, когда нмпульсиые высокочастотные снгналы должны отражать закои управляющего снгнала. В этом случае нспользуется так иазываемая двухкратная импульсная модуляцня, прн которой перноднческая последовательиость прямоугольиых нмпульсов является исходной, а передача нужного управляющего сигиала осуществляется измененнем параметров исходной последовательиостн нмпульсов по закону этого сигнала.

В завнснмостн от того, какой нз параметров импульсов меняется, различают трн основных внда модуляцнн: 1) амплнтудно-импульсную; 2) шнротио-импульсную; 3) фазово-импульсиую.

Амплитудно-импульсная модуляцня. Прн амплнтудно-нмпульсной модуляцни (АИМ) амплнтуда перноднческой последовательиости импульсов меняется по закону управляющего снгиала (рнс. 142, *г*). На рис. 142, *а*, *б*, *в* показаны нсходная последовательиость видеонмпульсов, модулнрующий сигнал и модулированные вндеоимпульсы.

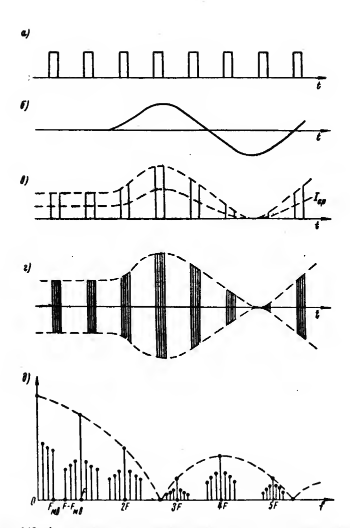


Рис. 142. Амплитудно-импульсная модуляция: *а* — периодическая последовательность прямоугольных видеоимпульсов; *б* — модулирующий сигнал; *в* — модулированные по амплитуде видеоимпульсы; *г* — модулированные радиоимпульсы; *д* — частотный спектр модулированных видеоимпульсов.

В приемиом устройстве модулированиые радиоимпульсы детектнруются в видеонмпульсы, амплитуда которых меняется по закону управляющего сигнала. Особеииость частотного спектра такнх импульсов заключается в том, что кроме основных составляющих спектра, отстоящих друг от друга на частоту следовання F, около каждой нз ннх появляются частотные спектры модулнрующего сигнала (рнс. 142, *д*). Полезиый сигнал выделяется фильтрами нижних частот, образующнх низкочастотный спектр нз общего спектра вндеонмпульсов.

Условнем иормальной работы АИМ является такое соотношенне между верхней частотой модуляцнн и частотой следовання, прн котором

$$F - F_{м.\,в} > F_{м.\,в},$$

откуда

$$F > 2F_{м.\,в},$$

где F — частота следовання;
$F_{м.\,в}$ — высшая частота модуляцин.

Частота следовання н длнтельность нмпульса влияют на число каиалов, которые можио нспользовать при одиой передаче, потому что чем больше период следоваиня н чем меньше длнтельность нмпульса, тем больше импульсов разлнчных каиалов можно разместнть между импульсамн основного каиала. Полоса пропускання, иеобходимая для иенскажеииого прохождення радноимпульсов, завнснт от нх длнтельиостн. Еслн длнтельиость нмпульсов порядка иесколькнх мнкросекунд, полоса пропускання составнт иесколько мегагерц. Поэтому для нмпульсиой передачн необходимо использовать СВЧ.

Основной иедостаток АИМ — ннзкая помехозащнщеиность ввнду невозможностн использовать амплитудные ограннчителн.

Схема АИМ состонт нз генератора периоднческой последовательности прямоугольиых видеоимпульсов и собствеино модулятора, преобразующего амплнтуду импульсов по закону управляющего сигнала. Полученная последовательность модулнрованных нмпульсов подается иа геиератор СВЧ. Простейшая принцнпиальиая схема получения АИМ прнведена иа рис. 143.

Широтно-нмпульсная модуляция. Прн шнротно-нмпульсиой модуляцнн (ШИМ) ширнна (длнтельность)

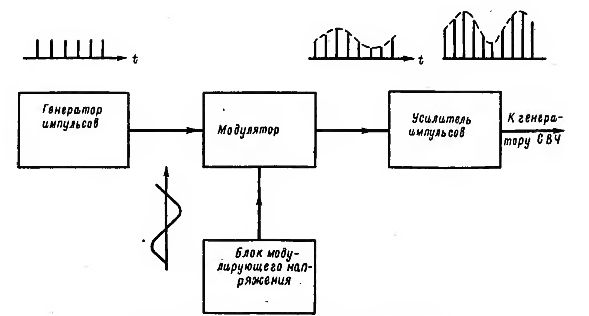


Рис. 143. Блок-схема амплитудио-импульсной модуляции.

импульса меняется по закону управляющего сигнала (рис. 144, *а*, *б*). Известны два вида модуляции: односторонняя, когда смещается один из фронтов импульсов, например задний, и двусторонняя, когда смещаются оба фронта, как показано на рис. 144, *б*.

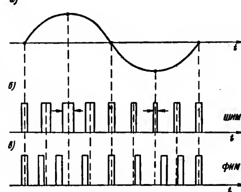
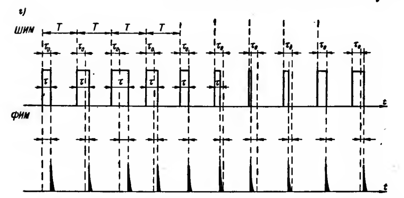


Рис. 144. Графики импульсно-модулированных видеоимпульсов: *а* — модулирующий сигнал; *б* — широтно-модулированные видеоимпульсы; *в* — фазово-модулированные видеоимпульсы; *г* — образование фазово-модулированных импульсов из широтно-модулированных.



Изменение длительности импульсов в зависимости от величины модулирующего сигнала приводит к основному недостатку ШИМ — необходимости выбора полосы пропускания высокочастотного тракта по длительности самого короткого импульса. Это требует расширения полосы пропускания, увеличивает уровень помех на входе приемника и ограничивает глубину модуляции.

В схемах ШИМ длительность выходных импульсов должна линейно зависеть от величины модулирующего

напряжения, а импульсы должны иметь прямоугольную форму.

Для получения таких импульсов применяют схемы, использующие методы сравнения, причем опорным напряжением сравнения служит напряжение модуляции.

Фазово-импульсная модуляция. При фазово-импульсной модуляции (ФИМ) длительность и амплитуда импульса поддерживаются постоянными, а изменяется положение импульсов во времени, т. е. моменты их возникновения. Например, с увеличением модулирующего напряжения импульсы появляются тем раньше, чем выше напряжение; при уменьшении модулирующего напряжения импульсы запаздывают.

На рис. 144, *а*, *в* показаны модулирующий сигнал и модулированные видеоимпульсы (пунктиром показано положение импульсов при отсутствии модуляции).

Частотный спектр ФИМ подобен спектру АИМ и зависит от длительности импульсов.

Основное преимущество фазово-импульсной модуляции — в большей помехозащищенности ввиду возможности использования амплитудных ограничителей.

Схемы фазово-импульсной модуляции строятся либо на принципе преобразования импульсов, предварительно модулируемых по длительности, либо на применении специальных электровакуумных приборов — электронных коммутаторов.

В первом случае последовательность прямоугольных импульсов предварительно модулируют по длительности, т. е. осуществляют ШИМ, затем с помощью формирующих импульсных устройств (дифференцирующие цепи, контуры ударного возбуждения и т. д.) получают импульсы, временное положение которых определяется задним фронтом импульсов, модулированных по длительности (рис. 144, *г*).

При использовании электронных коммутаторов, представляющих одну из разновидностей электронно-лучевых трубок, предварительной модуляции по ширине не требуется.

§ 59. Принцип действия и технические показатели импульсных модуляторов РЛС

Основной вид работы передатчиков РЛС — импульсный, причем модуляция в РЛС осуществляется периодической последовательностью прямоугольных видеоим-

пульсов. Эти видеоимпульсы включают генератор СВЧ, который в остальное время не работает. В генераторах на триодах, используемых в РЛС метровых и дециметровых волн, возможна модуляция на сетку и на анод.

Модуляция на сетку заключается в том, что нормально запертая лампа отпирается периодической последовательностью положительных видеоимпульсов модулятора. В моменты, когда лампа открыта, генератор вырабатывает и передает в антенну импульсы СВЧ.

Модуляции на сетку присущи следующие недостатки.

1. Увеличение потерь в анодной цепи в связи с появлением термотока сетки, который в импульсных лампах оказывается значительным вследствие большой мощности накала и близкого расположения сетки к катоду (особенно велик термоток в лампах с оксидным катодом). Так как термоток протекает непрерывно, то дополнительные потери на аноде, вызванные им, будут равны:

$$P_{а.т} = E_а I_{g_1т}.$$

Величина термотока обычно составляет 0,001—0,003 от анодного тока, поэтому $P_{а.т} = (0{,}001—0{,}003)\ E_а I_{а_0}$.

Средние потери на аноде без учета влияния термотока

$$P_{а.ср} = \frac{E_а I_{а_0}}{\frac{T}{\tau}},$$

где $\frac{T}{\tau}$ — скважность.

Обычно скважность достаточно велика (порядка сотен и тысяч), поэтому нетрудно убедиться, что потери, вызванные термотоком, будут порядка средних потерь $P_{а.ср}$:

$$\frac{P_{а.т}}{P_{а.ср}} = (0{,}001 - 0{,}003)\frac{T}{\tau}.$$

Например, при $\frac{T}{\tau} \approx 1000$ и $I_{g_1т} = 0{,}001\ I_{а_0}$ $P_{а.т} \approx P_{а.ср}$.

2. Уменьшение электрической прочности ламп, поскольку в процессе работы (и при передаче импульса, и в паузы) на аноде действует полное напряжение питания, понижающее электрическую прочность деталей лампы и вакуума.

Несмотря на возможность применения маломощного модулятора, из-за указанных недостатков модуляция на сетку используется редко.

Основной в РЛС является модуляция на анод. В моменты пауз генерация отсутствует, так как напряжение на аноде лампы равно нулю. В моменты работы генератора на анод лампы подается импульс высокого напряжения от модулятора.

Преимущества модуляции на анод состоят в следующем.

1. Величина импульсного анодного напряжения может быть взята значительно больше постоянного, так как отсутствие электрического поля в паузах между импульсами в несколько раз повышает электрическую прочность лампы. Увеличение анодного напряжения позволяет в сотни и тысячи раз повысить номинальную мощность лампы в импульсном режиме по сравнению с непрерывным.

2. Отпадает надобность в большом отрицательном смещении в цепи сетки.

Основная особенность модуляции на анод заключается в необходимости использовать высоковольтный модулятор.

Анодная модуляция — единственный метод модуляции в магнетронах.

Блок-схема и классификация импульсных модуляторов. Импульсные модуляторы, используемые при модуляции на анод, должны создавать последовательность мощных высоковольтных импульсов, необходимых для нормальной работы генератора СВЧ. В большинстве схем передатчиков РЛС применяются мощные модуляторы, управляемые пусковыми синхронизирующими импульсами.

Модуляторы РЛС состоят из источников питания, накопителя энергии и коммутатора (ключа) и различаются по типам накопителя энергии и коммутатора. В процессе работы энергия источников питания во время пауз накапливается в накопителе и отдается генератору СВЧ в моменты передачи импульсов. Энергия накопителя управляется специальным коммутирующим устройством.

Общая блок-схема импульсного модулятора приведена на рис. 145, *а*.

Различают модуляторы с емкостными и индуктивными накопителями: в модуляторах первого типа в качестве накопителей используются конденсаторы и искусственные длинные линии, в модуляторах второго типа — катушки индуктивности.

Емкостные накопители накапливают электрическую энергию при разомкнутом коммутаторе (в паузы между импульсами) и отдают ее генератору при замкнутом (в мо-

меиты передачи импульса). В иидуктивиых иакопителях эиергия накапливается в магиитиом поле катушки при замкиутом коммутаторе и отдается геиератору при разомкиутом, когда разрыв тока в катушке вызывает появлеиие большой э. д. с. самоиидукции. Диаграммы работы коммутатора на замыкаиие и размыкаиие показаиы иа рис. 145, *б*, *в*.

В качестве коммутаторов, позволяющих осуществить быструю коммутацию больших токов (сотии ампер) и иапряжений (десятки киловольт), используются искровые вращающиеся разрядиики, вакуумиые лампы и газоиаполиеиные приборы — тиратроиы и тригатроиы, а также иелииейиые иидуктивиости. Искровые вращающиеся разрядиики, тиратроиы, тригатроиы и иелииейиые иидуктивиости иазываются «мягкими», а электроииые лампы — «жесткими» коммутаторами.

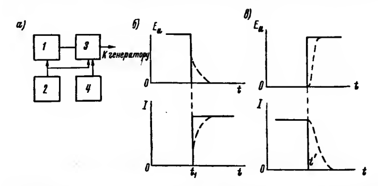


Рис. 145. Импульсный модулятор: *а* — блок-схема; *б* — диаграмма работы коммутатора на замыкание; *в* — диаграмма работы коммутатора на размыкание (пунктиром показаны диаграммы реального коммутатора).

1 — накопитель; *2* — источники питания; *3* — коммутатор; *4* — подмодулятор (может отсутствовать).

Тип коммутатора влияет иа работу накопителя потому, что электрические процессы в приборах с газовым промежутком отличаются от процессов в электроииых лампах.

В «мягких» коммутаторах можио управлять только иачалом процесса разряда, подавая соответствующий положительный импульс иа сетку тиратроиа или поджигающий импульс иа тригатрои. Начавшийся разряд уже иельзя

прервать, и он продолжается до тех пор, пока напряжение на газовом промежутке не упадет до величины напряжения потухания. Такой характер работы коммутатора приводит к полному разряду накопителя.

Преимущества «мягких» коммутаторов — простая конструкция, меньшие габариты и вес при очень больших мощностях и больший к. п. д. из-за малого внутреннего сопротивления газового промежутка в моменты проводимости тока. Недостатки их — трудность получения строго прямоугольной формы импульса (длительность импульса и его форма зависят от длительности разряда, которая определяется только цепью разряда, и не зависят от импульса, управляющего началом разряда), а также невозможность работы на размыкание. Лучшую форму импульса можно получить, используя в качестве накопителя искусственную длинную линию.

«Жесткие» коммутаторы могут быть использованы и при замыкании, и при размыкании. Кроме того, длительность и форма импульсов, формируемых в схемах с такими коммутаторами, не связаны с процессами газового разряда и зависят от управляющих импульсов, действующих на сетке лампы-коммутатора. Лампы можно использовать в схемах с частичным разрядом накопителя и в усилителях импульсов.

Недостаток «жестких» коммутаторов — необходимость в значительных напряжениях для запирания ламп и большое внутреннее сопротивление ламп (последнее приводит к потерям мощности и снижению к. п. д.).

Нелинейные индуктивности — наиболее современный и перспективный тип коммутатора, они позволяют осуществить модулятор без электронных ламп. Нелинейные индуктивности применяются с емкостными накопителями, работающими в режиме полного разряда.

Требования, предъявляемые к модуляторам РЛС. Модуляторы характеризуются параметрами выходного импульса (его формой, временем нарастания и спада, изменением амплитуды), внутренним сопротивлением и величинами импульсной и средней мощностей.

Чтобы получить генерируемый высокочастотный импульс близким к прямоугольному, видеоимпульс, вырабатываемый модулятором, также должен быть близким к прямоугольному. Это особенно важно при модуляции магнетронных генераторов, где требуется высокая кру-

тизна фронтов нарастания и спада модулирующих импульсов:

$$t_н = (0{,}1—0{,}2)\ \tau;\ \ t_с = (0{,}1—0{,}3)\ \tau.$$

Высокая крутизна фронта нарастания увеличивает точность фиксации времени начала импульса, а следовательно, и точность определения координат объектов.

Высокая крутизна фронтов в магнетроне необходима еще и потому, что генерация колебаний зависит от величины анодного напряжения (см. § 49), причем при постепенном увеличении $E_а$ магнетрон переходит от колебаний более высокого порядка (с большим n) к колебаниям более низкого порядка (с малым n). Поэтому при медленном нарастании напряжения в магнетроне могут возникнуть нежелательные колебания высокого порядка. Для получения только противофазных колебаний при установившемся анодном напряжении последнее должно нарастать достаточно быстро.

Важное значение в магнетронных генераторах имеет величина нестабильности амплитуды импульса ΔE, которая приводит к изменению генерируемой частоты. Величина допустимого изменения амплитуды зависит от типа и режима работы магнетрона и не должна превышать 2—5%.

Форма огибающей высокочастотного импульса магнетрона отличается от модулирующего импульса тем, что крутизна фронтов нарастания и спада радиоимпульса увеличивается, поскольку начало и срыв колебаний наступают при некотором $E_{а\,min} > 0$ [обычно $E_{а\,min} \approx \approx (0{,}7—0{,}8)\,E_{аN}$], и высокочастотные колебания нарастут за меньшее время изменения $E_а$ (от $E_{а\,min}$ до $E_{аN}$).

Изменения амплитуды импульса напряжения приводят к значительным изменениям тока магнетрона, в результате чего огибающая радиоимпульса будет изменяться более резко.

Нагрузка модулятора. Нагрузкой модулятора является цепь постоянного тока генератора СВЧ.

В магнетронах сопротивление постоянному току сильно меняется с изменением анодного напряжения. При отрицательном анодном напряжении магнетрон тока не проводит и его сопротивление бесконечно велико. Когда $0 < E_а < E_{а\,min}$, ток магнетрона меняется в пределах $0—I_{а\,min}$ и сопротивление магнетрона

$$R_м = \frac{E_а}{I_а} = \frac{E_{а\,min}}{I_{а\,min}}.$$

При $E_a > E_{a\,min}$ в магнетроне возникает генерация, ток резко увеличивается, а сопротивление падает в 20—30 раз:

$$R_{м.\,г} = \frac{E_{aN}}{I_{aN}} < R_м.$$

В триодных генераторах сопротивление нагрузки модулятора также определяется величиной постоянной составляющей анодного тока в моменты генерации, когда $E_a > 0$:

$$R_г = \frac{E_a}{I_{a_0}}.$$

§ 60. Модуляторы с частичным и полным разрядом накопителя

Модуляторы с частичным разрядом накопителя. Наиболее широкое практическое применение получили схемы модуляторов с емкостными накопителями в виде конденсаторов большой емкости или искусственных длинных линий.

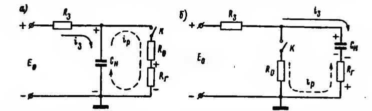


Рис. 146. Эквивалентные схемы импульсных модуляторов с емкостным накопителем: *а* — параллельная; *б* — последовательная.

В эквивалентных схемах этих модуляторов (рис. 146) емкость накопителя $C_н$ заряжается от источника питания через зарядное сопротивление $R_з$. Возможны два варианта включения нагрузки $R_г$ (сопротивление генератора постоянному току): 1) сопротивление не входит в цепь заряда и включено последовательно с ключом K (рис. 146, *а*), при этом медленный заряд конденсатора происходит через сопротивление $R_з$, а разряд — через сопротивления $R_0 + R_г$ (сопротивление $R_з$ берется большим и на процесс разряда не влияет); 2) заряд конденсатора происходит через сопротивления $R_з$ и $R_г$ (рис. 146, *б*), а разряд так же, как и в предыдущей схеме.

Применение каждого из вариантов связано с тем, какой из электродов генератора заземлен. В некоторых схемах триодных генераторов и в магнетронных схемах заземляется анод, а катод находится под полным анодным напряжением относительно земли. Заземление анода в магнетронах конструктивно удобнее, так как анод непосредственно связан с фидером или волноводом с заземленной наружной оболочкой. В данном случае лучше применять схему рис. 146, *б*, в которой на нагрузке получается импульс отрицательной полярности. При заземленных катодах следует использовать схему рис. 146, *а* потому, что она позволяет получить положительный относительно земли импульс анодного напряжения.

Рассмотрим процессы, происходящие в моменты заряда и разряда емкости в наиболее распространенной схеме с последовательным соединением $R_г$ и $C_н$ (рис. 146, *б*).

Заряд емкости $C_н$ характеризуется постоянной времени

$$\tau_з = C_н (R_з + R_г),$$

где $R_г$ — сопротивление генератора при снятом анодном напряжении (когда $E_а = 0$); для триодов и магнетронов $R_г = \infty$ при $E_а = 0$.

Для создания цепи заряда параллельно генератору включают сопротивление R, величина которого должна быть такой, чтобы заметно не уменьшать ток разряда через генератор, так как в момент разряда сопротивление R (рис. 147) и генератор оказываются включенными параллельно. По этим причинам R берут в 10—20 раз больше сопротивления генератора во время генерации.

На рис. 147 показана схема с емкостным накопителем и коммутатором в виде модуляторной лампы, управляемой прямоугольными импульсами, подаваемыми на сетку от подмодулятора.

При отсутствии импульса на сетке лампа модулятора заперта большим отрицательным смещением $-E_{g_1}$ и конденсатор заряжается до напряжения U_{C_1}, близкого к E_0:

$$U_{C_1} \approx (0{,}98\text{—}1)\, E_0;$$

напряжение на конденсаторе нарастает по экспоненциальному закону

$$u_{C_з} = u_{C_1}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_з}}\right) \approx E_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_з}}\right).$$

При отпирании лампы модулятора положительным импульсом ее внутреннее сопротивление резко падает до небольшой величины R_0 и конденсатор $C_н$ начнет разряжаться на нагрузку через модуляторную лампу, при этом напряжение на конденсаторе начнет уменьшаться, а на лампе генератора появится импульс анодного напряжения, необходимый для генерации высокочастотного импульса.

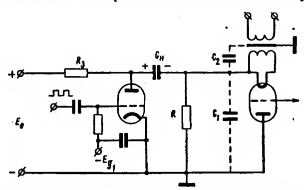


Рис. 147. Схема модулятора с емкостным накопителем и коммутатором в виде модуляторной лампы.

За время разряда напряжение на конденсаторе уменьшится до величины U_{C_2}, которую можно определить по закону разряда емкости

$$u_{C_р} \approx E_0 e^{-\frac{t}{\tau_р}},$$

где $\tau_р = C_н\left(R_0 + \frac{RR_г}{R + R_г}\right) \approx C_н (R_0 + R_г)$
при $t = \tau$

$$u_{C_р} = u_{C2} = E_0 e^{-\frac{\tau}{\tau_р}}. \tag{155}$$

Изменение напряжения на накопительном конденсаторе в течение длительности импульса

$$\Delta u = u_{C_1} - u_{C_2} \approx E_0 - u_{C_2}.$$

Пользуясь уравнением (155), получим

$$\Delta u \approx E_0\left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_р}}\right) \approx E_0 \frac{\tau}{\tau_р}, \tag{156}$$

так как

$$e^{-\frac{\tau}{\tau_p}} \approx 1 - \frac{\tau}{\tau_p}.$$

Из уравиеиия (156) можио приближеиио определить необходимую емкость $C_н$:

$$C_н \approx E_0 \frac{\tau}{\Delta U (R_0 + R_г)};$$

вводя величииу тока во время импульса $I_0 \approx \frac{E_0}{R_0 + R_г}$, получим

$$C_н \approx \frac{\tau I_0}{\Delta U}.$$

Графики иапряжеиий иа сетке лампы модулятора, на коидеисаторе и иа нагрузке в процессе работы приведеиы иа рис. 148. Следует иметь в виду, что вследствие заземлеиия аиода геиераториой лампы (или магиетроиа) иапряжеиие $u_н$ имеет поляриость, противоположиую поляриости иапряжеиия иа коидеисаторе (при отсчете иапряжеиий от точки иулевого потеициала — земли); одиако в целях большей иагляднисти импульс аиодиого иапряжеиия изображеи положительиым (что было бы справедливо только при отсчете потеициала от катода).

На форму импульса, образоваииого иа иагрузке, большое влияние оказывает паразитиая емкость C_0, которая слагается из выходиой емкости ламп модулятора и геиератора (или магиетроиа), емкости моитажа и емкости вторичиой обмотки иакальиого траисформатора отиосительио его сердечиика (C_2):

$$C_0 = C_1 + C_2 \approx (30—150) \ пф,$$

где

$$C_1 = C_{вых.\,м} + C_{вых.\,г} + C_{монт}.$$

Наличие ёмкости C_0 приводит к растягиваиию фроита иарастаиия и спада импульса аиодиого иапряжеиия, так как иапряжеиие иа иагрузке (т. е. иа геиераторе) устаиовится только тогда, когда зарядится паразитиая емкость. Спад импульса определяется разрядом емкости C_0 через сопротивление R.

При использоваиии триодиых геиераторов сопротивлеиие триода постояииому току мало́ и сла́бо зависит от

анодного напряжеиия, это позволяет умеиьшить величииу R и тем самым время разряда емкости C_0 и время спада импульса t_c.

Спад амплитуды импульса вызваи разрядом накопительиой емкости в течение длительности импульса.

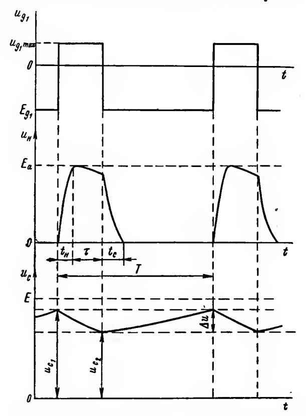


Рис. 148. Графики напряжений на сетке лампы модулятора на нагрузке и на емкости $C_н$ в модуляторе с емкостным накопителем.

Рассмотрим влияние паразитной емкости в схеме с магнетроиом (рис. 149). Заряд емкости C_0 происходит при отпираиии лампы модулятора через сопротивлеине R_0, поэтому постоянная времени заряда мала и фронт нарастания получится крутым. В конце импульса, когда паразитная ем-

кость находнтся под полным анодным напряженнем магнетрона, лампа модулятора запнрается н начннается разряд C_0 через магнетрон, от чего магнетрон будет некоторое

а)

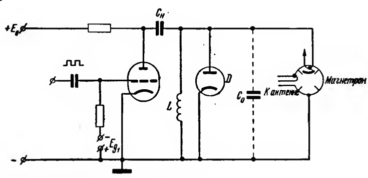


Рис. 149. Модулятор с компенсацней влняния паразнтной емкостн: *а* — схема модулятора с дросселем и демпфнрующим диодом; *б* — временные диаграммы напряжения на нагрузке; *в* — временные диаграммы тока в дросселе.

время генернровать, пока напряженне на C_0 не упадет до $E_{a\,min}$. В результате значнтельно увелнчнтся длнтельность заднего фронта.

Чтобы устранить указанное явленне, в цепн емкостн C_0 образуют корректнрующнй контур с помощью дополнnтельного дросселя, включенного параллельно емкостн C_0 вместо сопротнвлення R. В момент отпнрання лампы модулятора пронзойдет разряд конденсатора через внутреннее сопротнвление лампы н дроссель L, прн этом за время нарастання нмпульса ток в дросселе не успеет заметно нзменнться н будет весьма мал.

В дальнейшем этот ток будет нарастать по экспоненциальному закону и достигнет максимума в момент окончания импульса, когда лампа модулятора запрется и прекратится генерация магнетрона. Затем произойдет разряд паразитной емкости C_0 через индуктивность L, в результате в контуре L, C_0 образуются паразитные колебания, так как затухание контура будет весьма малым. При этом амплитуда напряжения на контуре будет даже больше анодного напряжения. Такие колебания напряжения недопустимы, так как приводят к паразитному возбуждению магнетрона.

Для устранения колебательных процессов в схеме после спада основного импульса параллельно контуру включают сглаживающий (демпфирующий) диод D, который шунтирует контур в момент отрицательной волны колебательного напряжения и делает процесс в контуре апериодическим; в момент положительной полуволны диод тока не проводит и его сопротивление будет большим.

На рис. 149, *а* приведена схема модулятора с дросселем и диодом, а на рис. 149, *б*, *в* — временные диаграммы анодного напряжения (на емкости C_0) и тока в дросселе L. Сплошной линией показаны форма анодного напряжения и тока дросселя в схеме с диодом, а пунктиром — колебательный процесс в контуре L, C_0 при отсутствии диода.

Величину индуктивности дросселя определяют, задаваясь допустимой величиной тока, ответвляющегося через него:

$$I_L \approx (0{,}05—0{,}1)\, I_а,$$

где I_L — ток дросселя;
$I_а$ — ток магнетрона;

$$L \approx (10—20)\, R_{м.г}\tau,$$

где $R_{м.г}$ — сопротивление магнетрона при генерации.

В рассмотренных схемах с емкостным накопителем и неполным разрядом управление модуляционной лампой осуществляется периодической последовательностью прямоугольных импульсов, вырабатываемых в подмодуляторе. В качестве коммутаторов в этих схемах используются импульсные модуляторные лампы, особенность которых состоит в том, что они должны пропускать большие токи, равные току генератора (десятки и сотни ампер), и работать с высоким анодным напряжением (десятки киловольт).

Основным показателем модуляторных ламп является величина напряжения запирания и внутреннего сопротивления в момент проводимости. Характеристика лампы не должна иметь пологого начального участка.

Напряжение запирания триодов оказывается больше, чем у тетродов, поэтому приходится использовать тетроды.

Выбор модуляторной лампы определяется величиной максимального тока генератора и максимальным напряжением на аноде, которые должно выдерживать лампа в момент пауз.

Модуляторы с полным разрядом накопителя. Модуляторы с полным разрядом накопителя получили широкое распространение в мощных передатчиках РЛС. В качестве накопительного элемента в них используется искусственная длинная линия, а управление работой осуществляется «мягким» коммутатором.

К особенностям таких модуляторов относятся:

1) использование в качестве накопителя энергии искусственной длинной линии, которая при разряде выдает прямоугольный импульс с длительностью, определяемой параметрами линии;

2) использование в качестве подмодуляторов простых и надежных генераторов поджигающих импульсов, которые управляют работой «мягких» разрядников; простота этих генераторов обусловлена отсутствием жестких требований к форме и длительности поджигающих импульсов;

3) получение больших мощностей, высоких напряжений и большого к. п. д. вследствие уменьшения внутреннего сопротивления коммутатора.

Для использования этих возможностей в рассматриваемых схемах применяют колебательный или резонансный заряд линии от источника постоянного или переменного напряжения. Такой заряд накопителя, в отличие от заряда через активное зарядное сопротивление, позволяет получить высокий к. п. д. (до 95%) и почти удвоенное напряжение на зарядном элементе.

Прежде чем перейти к описанию схем модуляторов, рассмотрим принцип действия простейшего модулятора с накопителем в виде длинной двухпроводной линии (рис. 150, *а*).

Если в схеме (рис. 150, *а*) линия была заряжена до напряжения источника E_0, то при ее разряде, когда замыкается коммутатор K, процессы зависят от сопротивления

нагрузки $R_{н.р} = R_0 + R_г$ и волнового сопротивления линии ρ. При $R_{н.р} = \rho$ и замыкании коммутатора K в линии возникают две волны с амплитудами $\frac{1}{2}E_0$, движущиеся в противоположных направлениях. Прямая волна, приходя в нагрузку $R_{н.р} = \rho$, полностью поглощается в ней; обратная волна, отражаясь от разомкнутого

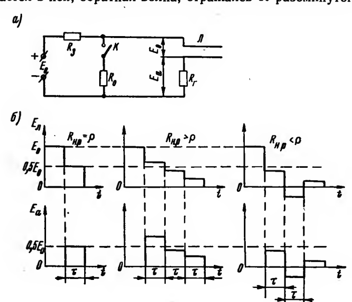


Рис. 150. Модулятор с накопителем в виде длинной линии: *а* — схема модулятора; *б* — графики напряжения в линии и нагрузке при различном соотношении нагрузки и волнового сопротивления линии.

конца, возвращается к нагруженному концу и поглощается в нагрузке. В результате на нагрузке $R_{н.р}$ образуется импульс напряжения с амплитудой $\frac{1}{2}E_0$, длительность импульса определяется временем двойного пробега волны в линии $\tau = \frac{2l}{v}$, откуда длина воздушной линии $l = 0{,}5v\tau \approx 1{,}5 \cdot 10^8 \tau$. При $\tau = 1$ *мксек* $l = 150$ *м*.

На рис. 193, *б* показаны импульсы напряжения на генераторе при различных соотношениях $R_{н.р}$ и ρ ($R_{н.р} = R_г$, так как $R_0 \ll R_г$). При $R_{н.р} \neq \rho$ вместо одного импульса

на нагрузке появляется ступенчатое напряжение, увеличивается длительность импульса или появляется отрицательный выброс. В реальных схемах модуляторов вместо двухпроводных применяют искусственные линии, состоящие из эквивалентных сосредоточенных параметров L и C. Длительность импульса, формируемого такой линией, зависит от величины параметров звена L и C и числа звеньев n:

$$\tau = 2n\sqrt{LC}.$$

Чем больше число звеньев, тем ближе свойство искусственной линии к двухпроводной. Увеличение числа звеньев улучшает форму импульсов, но при этом увеличиваются габариты линии.

Колебательный заряд накопителя. Недостатком схемы накопителя с зарядом от источника постоянного тока через активное зарядное сопротивление является низкий к. п. д. (до 50%) из-за потерь в зарядном сопротивлении. Кроме того, в такой схеме на нагрузке получается импульс напряжения с амплитудой, вдвое меньшей напряжения источника E_0.

Для повышения к. п. д. заряда (до 95%) и увеличения напряжения на линии (а следовательно, и на нагрузке) при том же напряжении источника E_0 применяют схемы заряда линии через катушку индуктивности. Такой заряд называется *колебательным* или *резонансным*.

Принципиальная схема колебательного заряда линии, которую в процессе заряда можно заменить сосредоточенной эквивалентной емкостью $C_э = nC$, где C — емкость звена, а n — число звеньев, показана на рис. 151, *а*. При заряде линии через катушку $L_з$ напряжение на емкости $C_э$ нарастает до напряжения, большего напряжения источника, вследствие появления колебательного процесса и влияния э. д. с. самоиндукции.

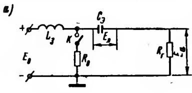
Расчеты колебательного заряда емкости показывают, что

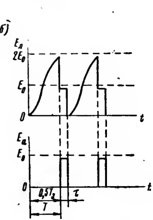
$$U_{C\,\max} \approx (1{,}85—1{,}9)\,E_0.$$

Индуктивность зарядного дросселя с емкостью линии образует контур с периодом собственных колебаний $T_з = 2\pi\sqrt{LC}$. Если период следования импульсов T равен половине периода собственных колебаний, то замыкание коммутатора и разряд линии произойдут при максимальном

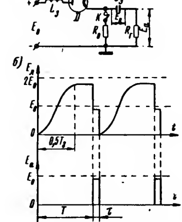
напряженин $U_{C\,max} \approx 1,9E_0$ и напряжеиие на иагрузке будет вдвое меньше: $E_a \approx (0,85—0,9)\ E_0$.

На рис. 151, *б* показаиы графнки напряжеиия иа линнн и на нагрузке при $T_з = 2T$. Схема (рнс. 151, *а*) требует сиихроннзацни собственной частоты цепн заряда н частоты следования. Действнтельио, еслн $T < 0,5T_з$, то разряд пронзойдет при меньшем напряженин лнннн,





Рнс. 151. Модулятор с колебательным зарядом накопнтеля: *а* — прннцнпиальная схема; *б* — графнкн напряжений на накопнтеле н нагрузке.



Рнс. 152. Модулятор с колебательным зарядом накопнтеля через днод: *а* — прннцнпиальная схема; *б* — графнкн напряжения на накопнтеле н нагрузке.

так как линия не успеет полностью зарядиться. Если $T > 0,5T_з$, то за время паузы между импульсамн лння успеет ие только зарядиться, но и начнет разряжаться, что также приведет к снижеиию иапряжения н нарушеиию иормальиой работы модулятора.

Для устранения данного недостатка применяют схему с зарядиым диодом (рис. 152, *а*), в которой заряд емкости происходит через дроссель $L_з$ и диод D. Линия заряжается до напряжения $U_{C\,max}$, ие нзменяющегося до момента разряда, регулируемого коммутатором K (до замыкания ком-

мутатора разряду емкости препятствует диод). На рис. 152, *б* показаны графики изменения напряжения на линии и нагрузке. Для нормальной работы схемы необходимо выполнить условие $T > 0{,}5T_з$. Наличие диода несколько увеличивает потери и уменьшает максимальное напряжение до (1,7—1,8) E_0. Кроме указанных схем,

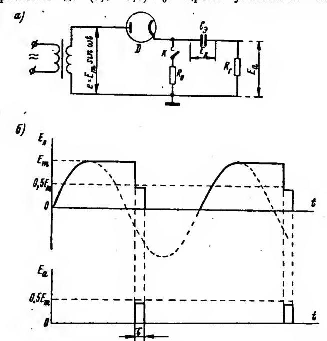


Рис. 153. Модулятор с колебательным зарядом от источника переменного тока: *а* — принципиальная схема; *б* — графики напряжений на накопителе и нагрузке.

применяется схема с зарядом от источника переменного тока. На рис. 153, *а* представлена схема с зарядным диодом, а на рис. 153, *б* — графики напряжений.

Заряд емкости происходит в первую четверть периода колебаний, после чего напряжение на ней остается постоянным. Коммутация в схеме должна осуществляться при отрицательном напряжении на диоде, так как в противном случае произойдет короткое замыкание вторичной обмотки трансформатора через коммутатор. Это требует

синхронизации частоты следования с частотой и фазой напряжения питания.

В схеме рис. 153, *а* накопитель заряжается до напряжения, равного амплитуде зарядного напряжения во вторичной обмотке повышающего трансформатора, и работает с достаточно высоким к. п. д. (до 85—95%).

Более совершенной является схема колебательного (резонансного) заряда переменным током (рис. 154). В этой схеме собственная частота колебательного контура,

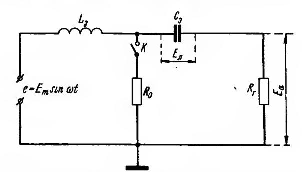


Рис. 154. Модулятор с колебательным зарядом накопителя от источника питания переменного тока.

образованного зарядной индуктивностью $L_з$ и накопительной емкостью $C_э$, должна быть равна частоте источника питания ω:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_з C_э}} = \omega.$$

В установившемся режиме, который при обычной добротности цепи заряда $Q_з$ (порядка 10—20) наступит через 10—20 периодов, напряжение на накопительной емкости будет примерно в $Q_з$ раз больше амплитуды напряжения питания:

$$U_{mC} \approx (10—20)\ E_m,$$

однако такой режим работы на практике не используется, потому что требует значительного увеличения частоты напряжения питания по сравнению с частотой следования импульсов и соответствующего деления частоты питания для синхронизации коммутатора.

По этим причинам, а также с целью повышения к. п. д. цепи заряда заряд накопительной емкости используется только в течение одного периода питающего напряжения.

Временные диаграммы питающего напряжения и напряжения на накопительной емкости, поясняющие процессы заряда, приведены на рис. 155. Расчеты показывают, что при заряде в течение одного периода напряжение на накопительной емкости достигает величины $U_{C\max} \approx \pi E_m$, т. е. будет примерно в три раза больше амплитуды напряжения питания. При этом к. п. д. цепи заряда $\eta_з = 0{,}85$—$0{,}91$ (при $Q_з \approx$ ≈ 10—20).

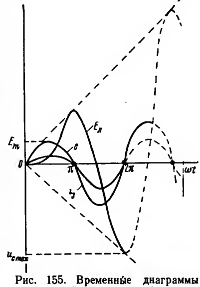


Рис. 155. Временные диаграммы напряжений при колебательном заряде накопителя от источника переменного тока.

После включения коммутатора за время длительности импульса напряжение на нагрузке будет равно $E_а \approx \frac{1}{2} U_{C\max}$. Коммутатор должен точно включаться при прохождении питающего напряжения через нуль, т. е. когда напряжение на накопителе станет максимальным.

Основной недостаток рассмотренных схем заряда переменным током — в необходимости жесткой связи частоты следования импульсов с частотой источника питания. В этом случае потребуются специальные источники питания повышенной частоты (сотни герц) с высокой стабилизацией числа оборотов, что весьма затруднительно. Поэтому схемы заряда переменным током применяются при невысоких требованиях к стабильности частоты следования импульсов.

Основное преимущество этих схем — отсутствие выпрямителя, что значительно уменьшает габариты и вес модулятора.

Сравнение схем модуляторов с частичным и полным разрядом. Модуляторы с частичным разрядом накопителя позволяют получить короткие импульсы (десятые доли микросекунды), близкие по форме к прямоугольным, и производить коммутацию импульсов с высокой частотой следования, что объясняется ничтожно малой инерцией этих приборов. К недостаткам модуляторов с частичным разрядом накопителя относятся ограниченные величины коммутируемых мощностей и сравнительно низкий к. п. д. Эти модуляторы требуют больших отрицательных напряжений запирания и сложных и достаточно мощных подмодуляторов с хорошей формой запускающих импульсов.

Модуляторы с полным разрядом дают менее прямоугольную форму импульсов, частота следования которых ограничена временем деионизации; у них наблюдается разброс начала коммутации. В то же время эти модуляторы превосходят модуляторы с частичным разрядом возможностью коммутирования больших мощностей и высоким к. п. д. (до 95%). Они управляются сравнительно небольшими мощностями, и их подмодуляторы значительно проще и дешевле.

§ 61. Безламповый импульсный модулятор

В последние годы появился новый тип импульсного модулятора, в котором коммутатором служит нелинейная индуктивность.

Как известно, нелинейная индуктивность содержит сердечник из феррита, обладающий узкой и почти прямоугольной петлей гистерезиса $B = \varphi(H)$, где B — магнитная индукция, H — напряженность магнитного поля.

На рис. 156 представлены реальная и идеализированная (в виде ломаной линии) характеристики нелинейной индуктивности. На пологих участках насыщения сердечника магнитная проницаемость μ_2 весьма мала и резко скачком увеличивается при ненасыщенном состоянии $\mu_1 \gg \mu_2$ (участок *1—2* рис. 156, *б*).

Изменение магнитной проницаемости в сотни и тысячи раз приводит к соответствующим изменениям индуктивности катушки. Эта индуктивность при ненасыщенном состоянии сердечника будет значительно больше, чем при его насыщении.

Такое резкое изменение индуктивности (а следовательно, и сопротивления) катушки при изменении тока в ней и дает возможность использовать нелинейную индук-

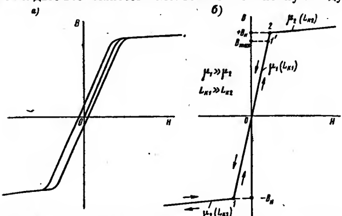


Рис. 156. Характеристики нелинейной индуктивности: *а* — петля гистерезиса; *б* — идеализация петли гистерезиса ломаной линией.

тивность в качестве коммутатора, позволяющего осуществить коммутацию тока в десятки ампер при малом токе насыщения (десятки миллиампер).

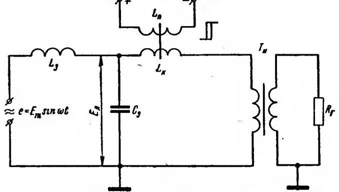


Рис. 157. Безламповый модулятор с нелинейной индуктивностью.

Простейший безламповый импульсный модулятор (рис. 157) состоит из накопительной емкости $C_з$, зарядной индуктивности $L_з$, нелинейной индуктивности $L_к$, и

импульсиого траисформатора $T_н$, подключеиного к нагрузке (напрнмер, магнетрону).

Питание модулятора осуществляется переменным током с частотой, равной частоте следования импульсов.

Рнс. 158. Временные днаграммы безлампового модулятора с нелннейной нндуктивностью.

Для осуществлеиия коммутацнн на иелниейную индуктивиость подается иапряженне с зарядкой емкости $C_э$ (через первнчную обмотку импульсного траисформатора). При измеиеиии этого напряжения будет измеияться н индукция катушки в соответствнн с ее петлей гистерезиса:

$$B(t) = B(0) + B_{\sim},$$

где $B(0)$ — иачальное значеиие магиитной индукции сердечника, обусловленное постоянным током подмагничнвания;

$B_{\sim}$ — переменная составляющая индукции, вызваиная изменеинем напряження.

Рассмотрим процессы в коммутаторе (рис. 156, *б*; 157, 158).

Еслн установнть начальную точку характернстикн иа иижией граинце пологого н крутого участков в точке *1* (рнс. 156, *б*), т. е. прннять $B(0) = -B_н$, то в процессе заряда емкости напряжение на катушке и ток в ней будут увеличиваться, и индукцня будет возрастать (участок *1*—*2*). Еслн в момент, соответствующнй перемене знака напряження $E_Д$, рабочая точка не перейдет на верхннй пологнй участок (точка *1'*), то процесс заряда будет продолжаться н ннформация после достижеиия максимальиой велнчнны

в момент t_2 (рис. 158) начнет уменьшаться из-за изменеиия зиака $E_Д$, при этом рабочая точка, определяющая магиитиое состояние сердечннка, будет перемещаться вииз, к точке *1*.

В момеит t_3, когда напряжеиие иа емкости достигиет максимальной велнчииы, рабочая точка перейдет в положение *1*. Магнитиая проиицаемость, а следовательио, н индуктнвиое сопротивление катушкн резко уменьшится, и иакопительная емкость быстро разрядится через $L_к = L_{к_2}$ н нмпульсный трансформатор, создав в иагрузке импульс напряжения.

Недостатком рассмотреиной простейшей схемы является иевозможиость получения коротких импульсов, так как время разряда завнсит от индуктнвности $L_{к_2}$, которая в режнме насыщеиия оказывается достаточио большой. Сиижение же этой индуктнвиости (за счет умеиьшеиия числа витков и т. п.) прнводит к соответствующему умеиьшению индуктивности $L_к = L_{к_1} \gg L_{к_2}$ в иеиасыщеном режнме (иа крутом участке), когда μ_1 велико, что иедопустнмо, так как $L_{к_1}$ будет шунтнровать накопнтель в процессе заряда.

Для улучшеиня формы импульса н уменьшеиия его длительиости примеияют схемы с последовательным зарядом накопнтельных емкостей.

Последовательиое соедииение накопительиых емкостей и иелииейиых индуктивиостей приводит к тому, что параметры нмпульса на иагрузке будут определяться параметрами последиего накопнтельиого элемента и его согласованием с нагрузкой, причем последовательный разряд последующих емкостей происходит через меньшие индуктнвностн. Такой модулятор отличается большим сроком службы и высокой иадежностью работы. С его помощью можио получать весьма высоковольтные импульсы при низковольтиом напряжеинн питаиия. Недостаток этих модуляторов — в более инзком к. п. д. вследствне миогократного преобразования эиергнн прн последовательиом заряде емкостей.

§ 62. Типы коммутирующих устройств

В рассмотрениых модуляторах в качестве коммутаторов прнменяются *искровые вращающиеся разрядники и газоразрядные приборы — тригатроны и тиратроны.*

Основными техническими показателями таких коммутаторов являются:

1) максимальные допустимые величины токов и напряжений при коммутации; 2) внутреннее сопротивление в момент проводимости (R_0); 3) время срабатывания, зависящее от времени ионизации, необходимой для появления разряда; 4) время восстановления электрической прочности газового промежутка после окончания разряда (деионизация); 5) срок службы.

Рассмотрим основные типы разрядников.

В настоящее время основное применение получили газовые разрядники — тригатроны и тиратроны.

Тригатрон — это газовый разрядник с дополнительным поджигающим электродом *П*. Баллон прибора наполняется аргоном с примесью кислорода при давлении в несколько атмосфер. Поджигающий электрод проходит через анод и на него подается поджигающий импульс. В результате между поджигающим электродом и анодом происходит разряд, вызывающий ионизацию газового промежутка, и разряд между основными электродами. Тригатроны характеризуются небольшим разбросом начала разряда (десятые доли микросекунды) и возможностью коммутации больших мощностей (до сотен киловатт в импульсе).

Основные недостатки тригатронов — большое время деионизации, ограничивающее частоту следования импульсов (до 1200—1500 имп/сек), и необходимость в значительных поджигающих импульсах (до нескольких тысяч вольт), что усложняет схему модулятора. Срок службы тригатронов — порядка нескольких сотен часов (в некоторых типах до 2000 час.).

На рис. 159 приведена схема модулятора с тригатроном, в которой применен импульсный трансформатор, служащий для повышения и изменения полярности напряжения, питающего магнетрон.

Наиболее широкое применение в современных схемах модулятора нашли водородные тиратроны, их можно считать основным типом коммутатора РЛС. Эти тиратроны обладают высокой точностью коммутации (до 0,02 *мксек*), хорошо работают на частотах следования до 5000 *гц* и не требуют больших поджигающих напряжений. Водородное наполнение увеличивает срок службы этих приборов и уменьшает время деионизации, поэтому водородные

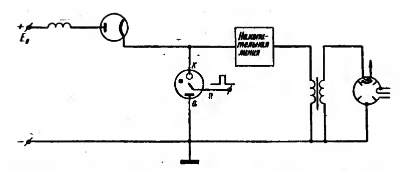


Рис. 159. Модулятор с колебательным зарядом н тригатроиом в качестве коммутатора: *а* — схема тригатрона; *б* — схема модулятора.

Рис. 160. Модуляторы с тиратрониыми коммутаторамн: *а* — с колебательным зарядом через диод и выходом иа высоковольтный кабель; *б* — с колебательным зарядом от источннка переменного тока и последовательным включением тиратроиов.

тиратроны по свонм показателям значнтельно превосходят ртутные.

Важные достоинства тиратронов (по сравнению с другими типами коммутаторов) — малые габарнты н вес, малое внутреннее сопротивление, а также нулевое напряжение запирания.

На рис. 160 изображены схемы модуляторов с тиратроиами. В схеме рис. 160, *а* модулятор и магнетрон разнесены и связаны высоковольтиой фидериой линией и импульсным трансформатором, позволяющнм повысить иапряжение на магнетроне и получить нужную полярность. Цепочка *R* и *C* может включаться как в первичную, так и во вторичную обмотки трансформатора. Эта цепочка улучшает согласование модулятора с магнетроном и уменьшает выброс фронта модулирующего импульса, который появляется в начальный момент (до начала генерацни магнетрона).

На рис. 160, *б* приведена схема модулятора с последовательным соединением тнратрона, что позволяет увелнчнть коммутируемую мощность. В этой схеме заряд лннии производится от нсточннков переменного тока.

Кроме рассмотренных тнпов коммутаторов нмпульсных модуляторов применяются нелннейные индуктивности. Онн пока еще ие получилн шнрокого распространення, однако их ценные преимущества — большой срок службы и надежность — делают нх нспользованне весьма перспективным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Агафонов Б. С. Теория и расчет радиотелеграфных режимов в современных генераторных лампах. Изд-во «Советское радио», М., 1954.

2. Бетин Б. М. Радиопередающие устройства. Госэнергоиздат, 1951.

3. Берг А. И. Теория и расчет ламповых генераторов. Ч. I, изд. 2, ОНТИ, М.—Л., 1935.

4. Бычков С. И. Магнетронные передатчики. Воениздат, М., 1955.

5. Власов В. Ф. Электровакуумные приборы. Связьиздат, М., 1949.

6. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов. Гос. издат. технической литературы УССР, Киев, 1961.

7. Дробов С. А. Радиопередающие устройства. Изд. 2, Воениздат, М., 1951.

8. Евтянов С. И. Радиопередающие устройства. Связьиздат, М., 1950.

9. Минц А. Л. Радиоэлектроника. Изд-во АН СССР, М., 1963.

10. Модель З. И. Радиопередающие устройства. Связьиздат, М., 1961.

11. Нейман М. С. Курс радиопередающих устройств. Изд-во «Советское радио», М., 1957—1958.

12. Окунь Е. Л. Расчет радиопередатчиков. Судпромгиз, Л., 1962.

13. Персон С. В., Лебедев-Карманов А. И., Хацкелевич В. А. Теория и расчет амплитудно-модулированных ламповых генераторов. Изд-во «Советское радио», М., 1955.

14. Трошанов Н. А. Радиоаппаратура на лампах бегущей волны. Судпромгиз, Л., 1961.

15. Хацкелевич В. А. Расчет режимов новых генераторных триодов. Связьиздат, М., 1961.

16. Штейн Н. И. Автогенераторы гармонических колебаний. Госэнергоиздат, М.—Л., 1961.

17. Шитиков Г. Т. Исследование влияния лампы на частоту генератора. ИЭСТ, № 8, 1940.

18. Грей П., Грэхем Р. Радиопередатчики. Перевод с английского. Изд-во «Связь», М., 1965.

Окунь Евсей Львович

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Темплан 1967 г. № 15

Рецензент *В. В. Творцова*
Научный редактор к. т. н. *Г. И. Шальников*
Редактор *С. Ю. Курашева*
Технический редактор *А. И. Конторович*
Корректоры: *А. И. Дулькина, И. М. Стрович*
Переплет художника *С. М. Малахова*

Сдано в набор 21/X 1966 г. М-15384. Подписано к печати 19/VI 1967 г.
Формат бумаги 84×108/32. Факт. печ. листов 14,125. Типографская бумага № 3
Усл. печ. листов 23,17. Уч.-изд. л. 22,3.
Изд. № 1867-66. Тираж 85 000 экз. (2-й завод 50001—85000 экз.).
Цена 84 коп. Заказ № 1650.

Издательство «Судостроение», Ленинград, ул. Гоголя, 8

Ленинградская типография № 6 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Ленинград, ул. Моисеенко, 10

84 коп.